radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung: Ein vielseitig einsetzbarer Transistorverstärker mittlerer Leistung

PREIS DM 2,00 · 13. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
JUNI 1964 **11**



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

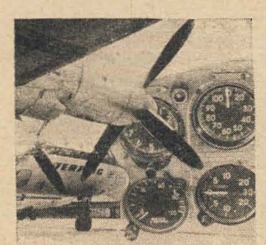
Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Redaktionsausschuß:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P. O. B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS



Titelbild:

In unserem Beitrag über das CW-Funkmeßverfahren berichten wir auch über Funkhöhenmesser. Den Typ RW-2 (links unten im Bild) fotografierten wir in der IL 18

Foto: H. Blunck

Die KW-Ausbreitung im April 1964 und Vorschau für Juli 1964

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

KW-Ausbreitung im April 1964

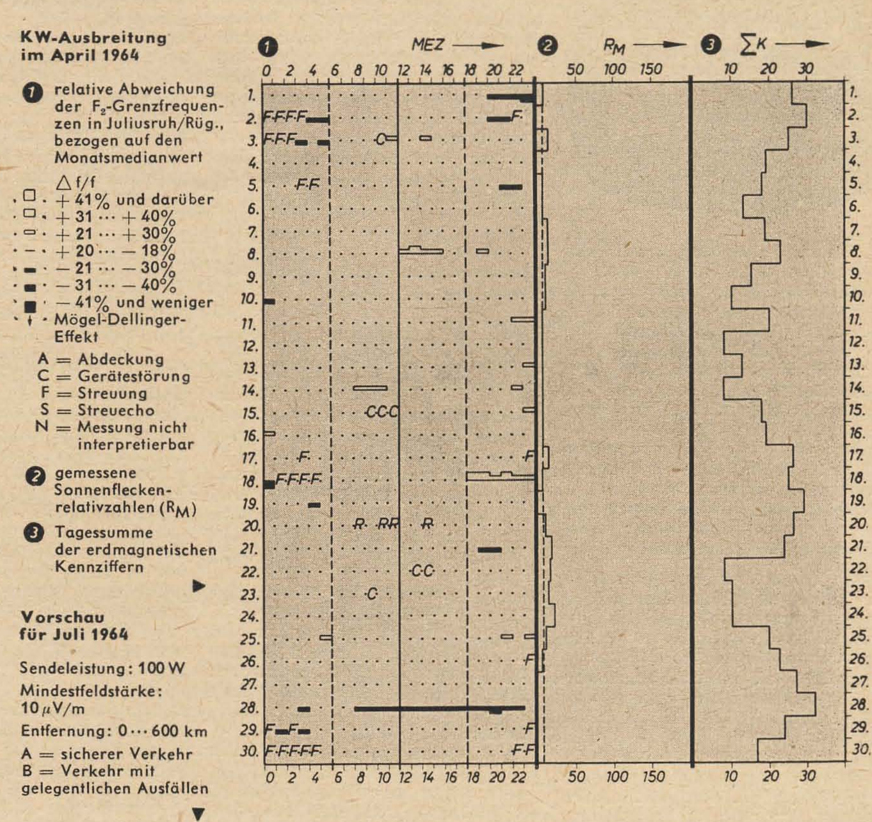
❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

$\Delta f/f$
- + 41% und darüber
- + 31 … + 40%
- + 21 … + 30%
- + 20 … − 18%
- − 21 … − 30%
- − 31 … − 40%
- − 41% und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

A = Abdeckung
C = Gerätestörung
F = Streuung
S = Streuecho
N = Messung nicht interpretierbar

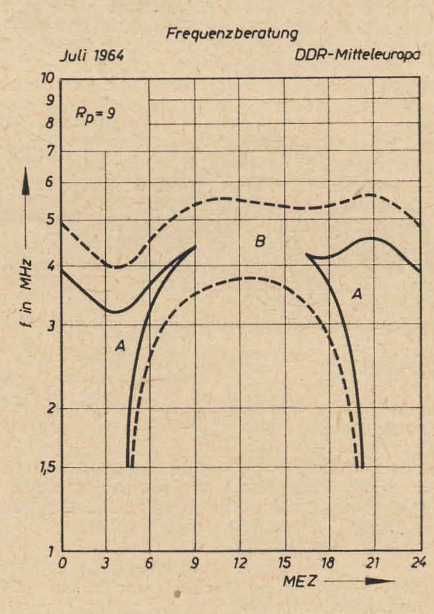
❷ gemessene Sonnenfleckenrelativzahlen (R_M)

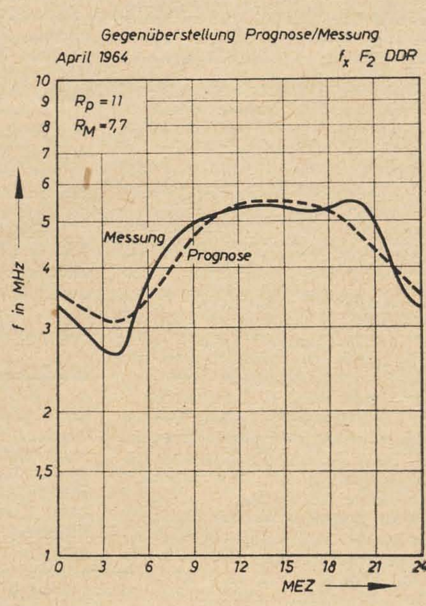
❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern



Vorschau für Juli 1964

Sendeleistung: 100 W
Mindestfeldstärke: 10 μV/m
Entfernung: 0 … 600 km
A = sicherer Verkehr
B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen





Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Was wir könnten, wenn ...
- Ein volltransistorisierter Fernsehempfänger
- „Staßfurt III" — ein Fernsehempfänger der oberen Geräteklasse
- Das Instrumenten-Landeverfahren ILS
- Einstellbarkeit von linearen veränderlichen Widerständen
- Lichtquellen zur Herstellung von Leiterplatten auf fotomechanischem Wege
- Ein Gleichstromröhrenvoltmeter hoher Genauigkeit
- Neue Röhrentypen aus den befreundeten Volksdemokratien (1) ECL 86, PCL 86



▼ **Ein neues Magnet- und Halbleiterlabor** wurde am 1. Mai im VEB Keramische Werke Hermsdorf seiner Bestimmung übergeben. Diese neue modern eingerichtete Forschungsstätte für magnetische Werkstoffe und oxidische Halbleiter mit über 200 Laborplätzen ermöglicht mit ihren technisch-wissenschaftlichen Einrichtungen alle physikalischen und chemischen Untersuchungen sowie die Ausarbeitung neuer Technologien und Fertigungsverfahren für die Herstellung elektronischer Bauelemente.

▼ **Der Nachrichtensatellit Relay 1** hat seit seinem Start im Dezember 1962 über 2000 Fernsehsendungen, Telefongespräche sowie Daten transkontinental zwischen Amerika und anderen Kontinenten übermittelt. Die Gesamtsendezeit betrug dabei 290 Stunden. Die Funkeinrichtung des Satelliten sollte kürzlich gänzlich stillgelegt werden. Die entsprechenden Funkbefehle wurden jedoch nicht befolgt. Nunmehr ist die Lösung, die das Hauptkabel für die Energiezufuhr zersetzen soll, durch Funksignale freigegeben worden.

▼ **Berichtigung:** Der zur Leipziger Frühjahrsmesse ausgestellte und von uns im Heft 8 (1964) S. 233 beschriebene Transistoreinbauverstärker des VEB Antennenwerke Bad Blankenburg war nicht mit Transistoren des Typs AF 102, wie wir fälschlicherweise schrieben, bestückt, sondern mit dem Typ OC 883.

▼ Im Berliner Postmuseum fand vom 12. bis 20. Mai 1964 die **III. DDR - Leistungsschau der Funkamateure der GST und der Amateurkonstrukteure** statt, bei der hochwertige selbstentwickelte und selbstgebaute elektronische Geräte gezeigt wurden. Angefangen von einfachen Demonstrationsmodellen für den Schulbedarf über komplette Funkgeräte bis zu Fernsehanlagen, Elektronenorgel und einer kybernetischen Schildkröte gab die Leistungsschau einen interessanten Überblick über technische Spitzenleistungen der Amateurtechnik.

▼ Speziell um auch in älteren Rundfunk- und Fernsehempfängern Röhren- und Selengleichrichter durch Siliziumgleichrichterdioden bei vertretbarem ökonomischem Aufwand ersetzen zu können, entwickelte die Motorola Semicond. Comp. (USA) eine **billige Siliziumdiode,** die ohne Kühlblech eine Nennstromstärke von 1 A verarbeiten kann. In Serviceanweisungen empfiehlt die Firma, den Diodentyp so auszuwählen, daß die Spitzensperrspannung der Diode stets 30% höher ist als der durch Rechnung ermittelte Maximalwert.

▼ **Für** 1964 rechnet man in Japan mit einer Transistorproduktion von 330 Millionen Stück.

▼ **Wenn das normale Hörsystem beschädigt ist,** kann nach dem USA-Patent 2 995 633 die Hörempfindung über die Zahnnerven wiederhergestellt werden, indem in den Zahn eine Kristalldiodenplatte so eingebracht wird, daß sie mit dem Zahnnerv in Kontakt steht. Eine darüber geschichtete Goldfüllung dient als Antenne und nimmt die elektromagnetischen Ausstrahlungen eines kleinen, durch ein Mikrofon modulierten Transistorsenders auf.

Hauptjahrestagung der DDR-Physiker in Leipzig

Anwendungsmöglichkeiten und Probleme der Weiterentwicklung von Laser waren am ersten Tag der im Mai stattgefundenen Hauptjahrestagung, zu der die Physikalische Gesellschaft in der DDR ihre Mitglieder und zahlreiche Gäste ins Physikalische Institut der Leipziger Karl-Marx-Universität geladen hatte, Gegenstand des wissenschaftlichen Gesprächs mehrerer hundert Physiker.

Nobelpreisträger Prof. Dr. Gustav Hertz, der die Tagung eröffnete, begrüßte neben den Gästen aus der DDR Physiker aus Polen, Ungarn und der ČSSR sowie eine große Zahl von Wissenschaftlern aus Westdeutschland und Westberlin.

Prof. Hertz hatte zu dieser Form der Hauptjahrestagung erklärt, es reiche nicht mehr aus, daß neue Erkenntnisse auf einzelnen Gebieten nur von den auf gerade diesem Gebiet arbeitenden Wissenschaftlern diskutiert werden, wie dies beim gegenwärtigen Stand der Spezialisierung häufig der Fall sei. Die Zusammenkunft in Leipzig sollte erreichen, daß die auf verschiedenen Spezialgebieten tätigen Physiker umfassend über die Arbeiten aller physikalischen Forschungsstellen in der DDR informiert werden.

Neben den Fragen der Quantenelektronik wurden auf der Tagung für die Halbleitertechnik wichtige neue Ergebnisse von Untersuchungen an verschiedenen Kristallen sowie kernphysikalische Forschungsergebnisse besprochen.

Auch der gegenwärtige Stand der Plasmaforschung und der Erkenntnisse über die Supraleitfähigkeit wurde ausführlich dargelegt.

Der erste Tag des wissenschaftlichen Gesprächs gehörte nahezu ausschließlich den Problemen des Lasers. Diplomphysiker Gerhard Wiederhold von der Jenaer Universität berichtete über den gegenwärtigen Stand der Entwicklung und über die zur Zeit erschlossenen Anwendungsmöglichkeiten von Lasern. Er stellte fest, daß sich mit Festkörper- (z. B. Rubin-)Lasern höhere Energien als mit Gaslasern erzielen lassen. Hingegen ist aber der Öffnungswinkel des Lichtstrahles bei Gaslasern bedeutend kleiner als bei den Festkörperresonatoren.

Als aussichtsreich für die weitere Entwicklung auf dem Gebiet der Quantengeneratoren bezeichnete der Jenaer Wissenschaftler den vor etwas mehr als einem Jahr entdeckten Halbleiterlaser. Das beachtenswerte an diesem Lasertyp sei der Wirkungsgrad, der mit 30 bis 70 Prozent weit über dem der Gas- und Festkörperlaser liegt.

Mit Erfolg würden Laser zur Zeit in der wissenschaftlichen Grundlagenforschung, in der Spektroskopie und bei der Mikrobearbeitung von Materialien eingesetzt. So ließen sich z. B. Blenden für Elektronenstrahlmikroskope mit einem Lochdurchmesser von 5 bis 50 Mikrometer günstig mit Laserstrahlen bohren. Die Medizin und die Nachrichtentechnik seien allem Anschein nach in der Zukunft weitere wichtige Einsatzgebiete des Lasers. Problematisch seien heute jedoch noch die störungsfreie Weiterleitung des Laserstrahles auf der Erdoberfläche für Nachrichtenzwecke und die Herstellung breitbandiger Modulations- und Demodulationssysteme.

Eine interessante Fernsehübertragung aus Tokio

Am 16. April strahlte der Deutsche Fernsehfunk in der Spätausgabe der „Aktuellen Kamera" eine Versuchssendung des japanischen Rundfunks (NHK) aus. Sie hatte den Zweck, Möglichkeiten weltweiter Fernsehübertragungen anläßlich der Olympischen Spiele in Tokio zu prüfen (s. a. Seite 332). Das Fernsehsignal wurde auf dem Relaiswege übertragen, dessen Komponenten je ein über dem Stillen Ozean und dem Atlantik befindlicher Nachrichtensatellit und eine kontinentale Relaiskette USA-Westküste/Ostküste bildete. Von dem Signal wurde somit eine Strecke von etwa einem halben Erdumfang zurückgelegt.

Die etwa ¼stündige Übertragung zeigte über größere Zeitabschnitte ein recht gutes Bild; zeitweise Bildstörungen entsprachen denen, wie man sie mitunter bei Intervisionssendungen über sehr große Strecken, z. B. aus der UdSSR, beobachten kann. Der Begleitton war nicht vorhanden; das japanische Fernsehen arbeitet nach der USA-Norm (Norm II): Ton-/Bildträger-Abstand + 4,5 MHz, 525 Bilder je Sekunde.

Bausteine in Dünnfilm-Mikrominiaturtechnik

Ein entscheidender Schritt in Richtung auf die Verringerung der Gerätedimensionen bedeutete vor einiger Zeit ein von der Firma Mullard Ltd., London, gebauter Integrator zur Steuerung von unbemannten Flugobjekten. Diese Steuerungseinrichtung besteht aus Bausteinen, die ausschließlich in Dünnfilmtechnik hergestellt sind. 164 Dünnfilmmikrokreise, die zu vier völlig luftdicht abgeschlossenen Blöcken zusammengesetzt werden, enthalten insgesamt 3438 Bauelemente, und zwar 389 Transistoren, 832 Halbleiterdioden, 2217 Widerstände und sonstige Bauelemente. Die Blöcke sind zu einer Einheit mit den Abmessungen 96 × 66 × 45 mm zusammengefaßt. Jeder Mikrokreis befindet sich auf einem Glasträger, dessen Fläche 30 × 2 mm und dessen Stärke 1 mm beträgt. Passive Schaltelemente, wie Widerstände, Kondensatoren und Verbindungsleitungen, werden durch Aufdampfen dünner metallischer bzw. dielektrischer Schichten im Hochvakuum hergestellt.

Die Zusammenschaltung der Mikrotransistoren und Mikrodioden mit den aufgedampften Dünnfilmelementen erfolgt durch Speziallötmethoden.

Die Hersteller sind der Auffassung, daß die Anwendung der Dünnfilmmikrotechnik eine sehr große Beweglichkeit beim Schaltungsentwurf zuläßt und die Unterbringung einer großen Anzahl von Bauelementen in einer Volumeneinheit gestattet; außerdem wird mit dieser Fertigungstechnik eine hohe Betriebssicherheit erreicht. Die meisten Fertigungsprozesse müssen allerdings in völlig staubfreier Atmosphäre vorgenommen werden. Die erzielte Dichte der Bauelemente liegt dafür aber bei der bisher unerreichten Größe von etwa 350 000 Teilen je Kubikfuß (etwa 0,3 m³); die Bauelemente sind überdies billiger, als wenn sie auf die bisher übliche Weise hergestellt würden.

UKW-Sender Berlin IV

Das Ministerium für Post- und Fernmeldewesen, Bereich Rundfunk und Fernsehen, teilt mit:

Am 15. 4. 1964 wurde für die Abstrahlung des Programms Radio DDR II im Raum von Berlin der **UKW-Sender Berlin IV** auf der Frequenz 95,05 MHz in Betrieb genommen.

Es werden somit folgende Programme des Deutschen Demokratischen Rundfunks im Raum von Berlin über UKW abgestrahlt:

Deutschlandsender-Programm
über UKW-Sender Berlin I
auf der Frequenz 97,65 MHz

Programm Berliner Rundfunk
über UKW-Sender Berlin II
auf der Frequenz 91,4 MHz

Programm Radio DDR I
über UKW-Sender Berlin III
auf der Frequenz 95,8 MHz

Programm Radio DDR II
über UKW-Sender Berlin IV
auf der Frequenz 95,05 MHz

Programm Berliner Welle
über UKW-Sender Berlin V
auf der Frequenz 99,7 MHz

Wir schulden unseren Lesern Aufklärung darüber, warum wir diese Mitteilung des Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen erst in diesem Heft veröffentlichen.

Am 15. 4. wurde der UKW-Sender Berlin IV in Betrieb genommen. Schon am 28. 4. fiel es dem MPF, Bereich Rundfunk und Fernsehen, ein, daß man der Fachzeitschrift r a d i o u n d f e r n s e h e n davon Mitteilung machen müsse. Leider fiel dem Bereich unsere Adresse n i c h t ein, und nachsehen ist natürlich unter seiner Würde. Daher wurde das Schreiben unter Angabe der Zeitschrift, aber ohne Verlagsangabe, an „Berlin N 4, Oranienburger Str." geschickt. Befördert wurde der Brief durch die Deutsche Post. Diese wiederum hielt es für unter ihrer Würde, die Adresse genau zu lesen. „Berlin N 4 ... radio und fernsehen" — ach Quatsch, schicken wir an „Funk und Fernsehen" (Henschel-Verlag). So erhielten wir dank der erfolgreichen Tätigkeit der verschiedenen Sparten des MPF die Mitteilung über die Inbetriebnahme des neuen Senders am 11. 5., fast einen Monat später. Hauptverantwortlich dafür ist der Bereich Rundfunk und Fernsehen, Hauptdirektor Klose.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

13. JAHRGANG · 1. JUNIHEFT 11 1964

Probleme der Industrieformgestaltung Teil 2 und Schluß

WERNER SÜTTERLIN, Innenarchitekt, Berlin

Wie ist das derzeitige Angebot einzuschätzen?

Befassen wir uns in diesem Teil mit der Praxis, wie wir sie gegenwärtig in den Schaufenstern finden. Sicher wäre es in diesem Zusammenhang auch richtig, das Angebot an Tonwiedergabegeräten, Verstärkern, Meß- und Regelgeräten zu betrachten — sofern es sich um Serienprodukte handelt. Doch kann sich der Verfasser auf einige Beispiele beschränken, da die gestalterischen Prinzipien sich ja nicht ändern.

Angenehm fallen die Koffer einiger Heim-Tonbandgeräte auf (Bilder 1 bis 3). Auch der Plattenwechsler Ziphona W 23 (Bild 4) zeigt Formen und Farben, die ästhetisch sind. Der Eingeweihte weiß, daß diese Erzeugnisse von bekannten Gestaltern geformt wurden. Einige Formen sind schon mehrere Jahre alt — und trotzdem empfinden wir sie nicht als „unmodern“. Sie sind schön wie am ersten Tag, ausgereift in Proportion, Linie und Farbe, technisch durchdacht und materialgerecht verarbeitet. Da haben wir also den Beweis dafür, daß eine gültige Industrieform die vollendete Einheit von Funktion, Konstruktion, Material und Gestaltung sein muß.
Stimmt einer dieser Faktoren nicht — oder fehlt er gar! — dann kann das ganze Gebilde nichts taugen.



Bild 1: Tonbandgerät KB 100 des VEB Fernmeldewerk Leipzig. Gestaltung: Institut für angewandte Kunst, Berlin, 1958



Bild 2: Heim-Magnettongerät BG 23 des VEB Meßgerätewerk Zwönitz. Gestaltung: Hochschule für bildende und angewandte Kunst, Berlin-Weißensee

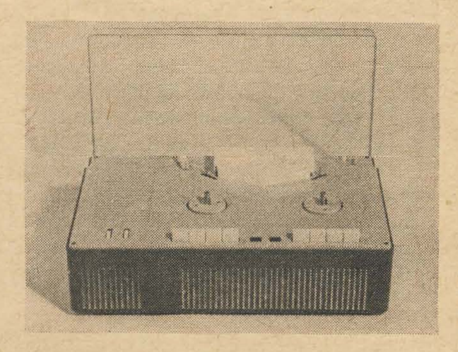


Bild 3: Heim-Magnettongerät BG 26-1 des VEB Meßgerätewerk Zwönitz. Gestaltung: Hochschule für bildende und angewandte Kunst, Berlin-Weißensee

Übrigens: Kitsch

Was versteht man darunter auf unserem Gebiet? Lassen wir den armen Gartenzwerg aus dem Spiel. Er kann nichts für seine zweifelhafte Popularität, und er ist so wichtig wiederum auch nicht in der Wirtschaft.
Unter Kitsch ist all das einzuordnen, was an billige Gefühle appelliert, irgendetwas vorspiegelt, was nicht materialecht ist und nicht materialgerecht verarbeitet wurde. Vielfach gehört letzteres schon zum Schund, hinter dem alle Qualitätsmängel zu suchen sind.
In praxi sieht das so aus: „Gold“-Leisten und Beschläge, die keine andere Funktion haben, als zu glitzern, und meist nur aus Eloxal bestehen; Abstimmknöpfe mit ebensolchen Blechplattierungen und völlig unnützen Prägungen und Riffelungen. Es sind auch Schallwandbespannungen mit übertriebenen, manchmal gar floralen Dekoren, Bildschirmblenden mit Bronze- oder Glimmerüberzug. Zu kritisieren sind aber auch Abstimmskalen, die niemals halten können, was sie namentlich versprechen, schlechte Schriften, unpassende Farben und unausgewogene Aufteilung der Flächen, die das beste Gehäuse zerschlagen.
Dazu gehören selbstverständlich auch zu lebhafte Furnierbilder auf den verhältnismäßig kleinen Gehäuseflächen, unproportionierte Korpusmaße und Frontaufteilungen. Man könnte Bände füllen über die Gestaltungsfehler.

Was ist nun wirklich „gut“?

Das Einfache ist gut, aber das Einfache ist schwer zu erreichen! Es ist ja soviel bequemer, einen Gestaltungsfehler durch irgendetwas zu kaschieren, als ihn direkt aus der Welt zu schaffen! Vielleicht ist dies auch ein Grund, weshalb die Arbeit des Gestalters noch so gering geschätzt wird. Sein Arbeitsergebnis ist ja „so einfach“, daß sich mancher Laie gleiches zutraut. Das Schlichte wird leider als selbstverständlich angesehen, das Aufwendige hingegen als Erfolg.
Aber warum gibt es dann soviel Aufwendiges im Handel, wenn das Schlichte, Sachliche so leicht zu schaffen wäre?
Die viel zitierte „Geschmacksfrage“ spielt

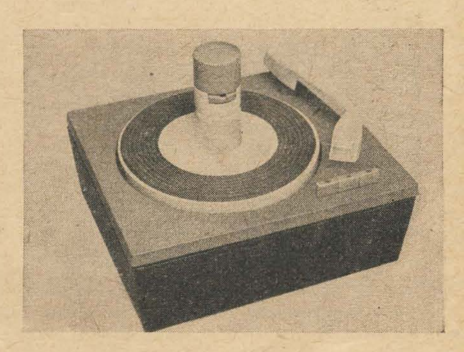


Bild 4: Plattenwechsler Ziphona W 23 des VEB Funkwerk Zittau. Gestaltung: Hochschule für bildende and angewandte Kunst, Berlin-Weißensee

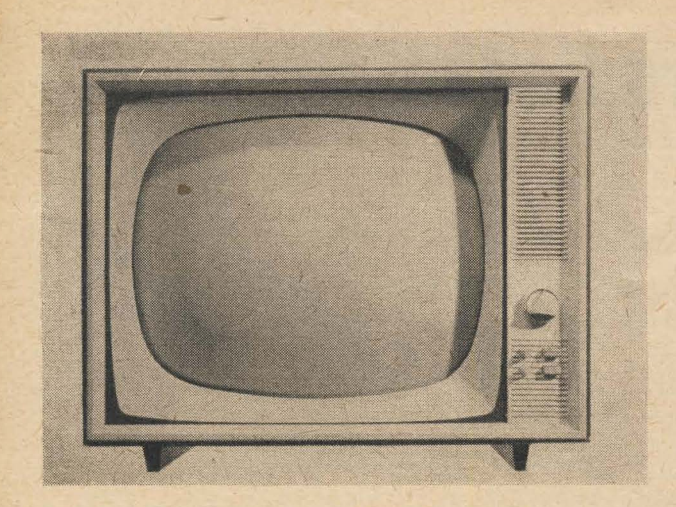


Bild 5: Turnier 6 des VEB Rafena Werke Radeberg, Werksentwurf

hier eine große Rolle. Es ist falsch, zu behaupten, „Geschmack" sei angeboren. Geschmack läßt sich erwerben wie jede andere Eigenschaft des Menschen durch fachkundig geleitetes Sehen von Gutem, auf welchem Gebiet der bildenden und angewandten Kunst es auch sei. Damit möchte ich sogleich die falsche These vom Sichstreitenkönnen in Geschmacksfragen zerschlagen. Es gibt nicht solchen oder solchen Geschmack! Entweder man hat Geschmack oder man hat keinen!

Gut und schlecht gestaltete TV-Empfänger

Wohl die gelungensten Entwürfe hat auf der Herbstmesse 1963 der VEB Rafena Werke mit der „Turnier"-Serie herausgebracht. Ich will an vergleichenden Beispielen einmal das Positive demonstrieren, das einer solchen Entwicklung innewohnt.

Das Bild 5 zeigt als wesentlichsten Teil des Entwurfs die Frontansicht. Das Bildblendenoval ist die gegebene Größe und hat eine kaum veränderbare Form. Es steht im gestalterischen Gegensatz zum rechteckigen Gehäuse, das sich der Möbellinie anzupassen hatte. Wie geschickt wurde doch durch ein gestreckteres Oval dieser geometrische Gegensatz überbrückt. Das äußere Oval der Blende fällt nicht sonderlich auf, es übernimmt nur seine vermittelnde Aufgabe und spielt durch die zum Bildschirm hin geneigte Fläche eine Übergangsrolle, die das Bildoval gleichzeitig optisch vergrößert.

Rechts in der Front der Bedienungsteil mit den Schallflächen. Dieser Teil ist äußerst schmal gehalten, was zweifellos der technische Aufbau ermöglichte, jedoch würden die Proportionen nicht mehr recht stimmen, wenn nicht eine optisch verbreiternde Linienteilung vorhanden wäre. Im wohlausgewogenen Verhältnis sitzt der Kanalschalter-Knopf darunter, fast unauffällig sind die übrigen Bedienteile eingefügt. Das ganze „Schaltbrett" sitzt rechts, was einmal der Arbeitshand des Menschen entspricht, zum anderen einem uralten gestalterischen Grundsatz, daß das Gewicht jedes Bildes — und als solches ist auch diese Frontgestaltung aufzufassen — gefühlsmäßig auf die rechte Seite gehört.

Insgesamt stellt dieses Gehäuse in seiner Kombination von Holz und weißem Plast augenblicklich mit das Beste dar, was auf diesem Gebiet bei uns in die Produktion kam.

Im Gegensatz dazu sei eine Entwicklung aus Staßfurt von der Herbstmesse 1963 gezeigt (Bild 6), die in kluger Erkenntnis ihrer gestalterischen Unzulänglichkeit schon zur Frühjahrsmesse 1964 im neuen Gewand erschien (Bild 7). Die Blende wurde ähnlich gelöst, jedoch mit einer anderen plastischen Wirkung. Es gibt kein deutliches Übergangsoval, die Linie ist verschwommen und farblich nicht abgesetzt. Dadurch wird der Übergang von Röhrenoval zum Rechteck des Gehäuses zu hart, zumal dessen Linien durch Eloxal-Leisten überbetont sind.

Der ganze Schaltteil hat durch seine „Waffelteilung" keine Richtungstendenz, und die einzelnen Bedienelemente sind nicht proportional auf der Fläche verteilt. Der Gestalter konnte sich gegen die Masse der Bedienungselemente nicht durchsetzen, die beim Rafena-Gerät so wohltuend sparsam gelöst wurde, indem man die weniger wichtigen aus dem Blickfeld verbannte. So kam es zu Zwangslösungen in der Gestaltung, die sich als erhabene Karos zwischen den großen Knöpfen dartun, aber im Grunde nur eine wenig sinnvolle Wiederholung des Fotozellenfenstermotivs oben sind.

An die Stelle sparsam verwendeter Erläuterungen der Bedienteile, wie beim „Turnier" als winzige Kegelspitzen, treten hier Symbole aus dem Konstruktionsvokabular, schlecht geschriebene und unausgewogen verteilte Schriftzeichen und, zur Steigerung des „Wertes", die unvermeidlichen Eloxal-Vergoldungen, die sinn- und geschmacklos sind. Die Krone setzt dem ganzen der Markenschriftzug auf, der häßlicher wohl nicht gestaltet und angeordnet werden konnte.

Es soll bemerkt werden, daß gerade diese Fehler bei dem Gerät Sibylle 4 (Bild 7) mit Erfolg behoben wurden.

Zwei Rundfunkempfänger im Vergleich

Vergleichen wir nun einmal zwei an den Ecken abgerundete Radiogehäuse, die etwa 5 bis 6 Jahre alt sind. Diese „weichere" Linie ist ja ebenfalls begehrt und auch berechtigt im Rahmen der Möbelgestaltung. Seinerzeit haben die EAW-Treptow ein Rundfunkgehäuse herausgebracht, das mit Recht ob seiner ausgewogenen Gestaltung Aufsehen erregte (Bild 8). Für den damaligen Stand der Erkenntnisse in der Industrieformgestaltung war das Gehäuse „revolutionär", wenn man auch heute andere Methoden zugrunde legt. Trotzdem: Das Gehäuse ist noch heute schön, und das ist ein Beweis für die Lebenskraft der guten Form, selbst wenn die Entwicklung Neues, Anderes hervorbringt.

Warum ist es schön? Der Frontgestaltung liegt die Querbetonung zugrunde, erreicht durch das Liniengitter auf der Schallwand, die weiße Sprosse und die gleichfarbene untere Deckleiste. Die Rundungen sind sinnvoll auf die konisch gehaltene Seitenpartie angewandt.

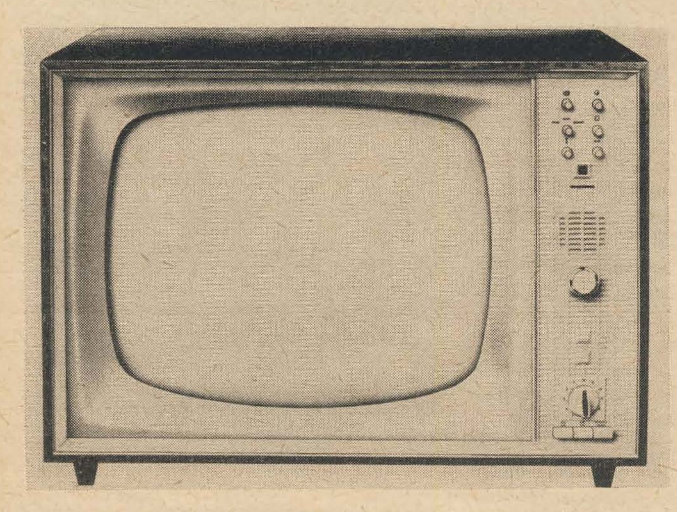


Bild 6: Sibylle 3 des VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt, Werksentwurf

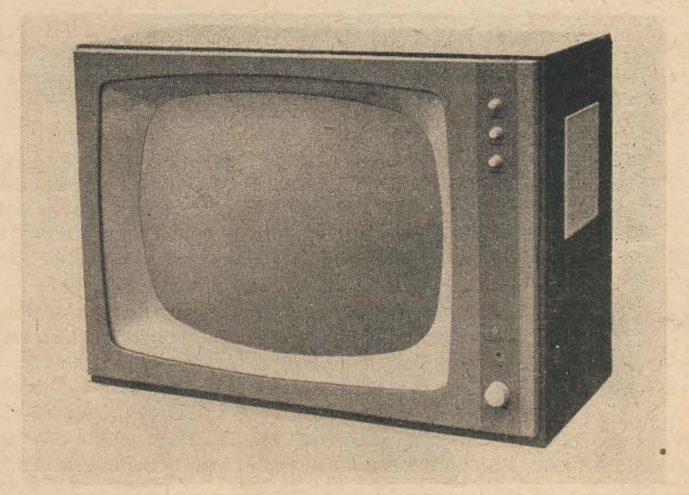
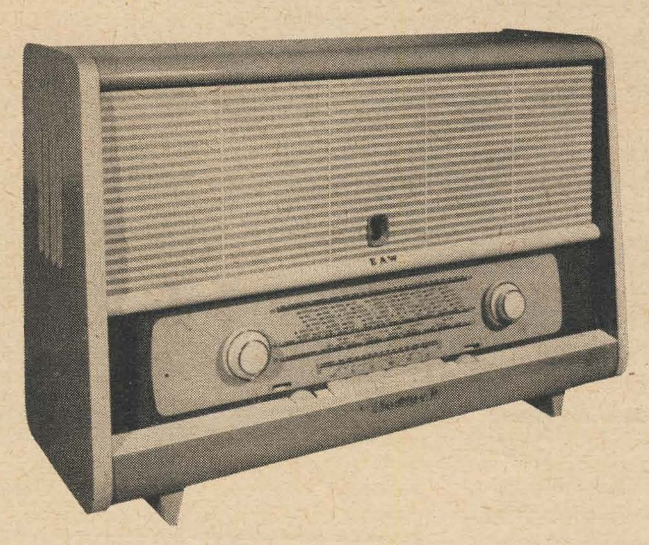


Bild 7: Sibylle 4, ein gut gestaltetes Gerät aus dem VEB Fernsehgerätewerk Staßfurt, Werksentwurf

Dadurch wirkt das Gehäuse nicht sehr tief. Das Furnier ist wuchsrichtig aufgepreßt worden, ohne Effekthascherei wurden rötliches Furnier (Birnbaum) und weißes Furnier (Ahorn) eingesetzt, wobei allen weißen Holzteilen die Aufgabe zufällt, die Linien und Konturen hervorzuheben.
Beim Radiogehäuse ist die Skala stets dominierend. Wir sehen ein schlichtes Skalenblatt, das farblich (Vistagrün) auf das umgebende Holz wohlabgestimmt wurde. Schrift und Ziffern sind schon recht klar und übersichtlich, wenn auch nicht frei von schlechten Vorbildern, was gleichfalls auf die geprägten Firmenzeichen zutrifft. Die Tasten machen die abgerundete Tendenz mit, nur die großen Doppelknöpfe wirken durch den Eloxalrand zu wichtig.
Der Rochlitzer Empfänger (Bild 9) hat ebenfalls ein weichkonturiertes Gehäuse, landläufig bezeichnet als „runde Ecken". Aber wieviele gestalterische Fehler wurden bei ihm gemacht!
Bleiben wir wieder bei der Frontgestaltung. Die genau zentrale Teilung durch Skala und legt in einem Tiefe andeutenden weißen Plasterahmen. Widersinn über Widersinn, Effekthascherei!
Daraus ist wohl zu erkennen, daß eine effektvolle Aufmachung stets verdächtig sein muß, schlecht, ungekonnt und kitschig zu sein. Und ich brauche nach diesen Beweisen wohl den aufmerksamen Leser nicht noch auf die Knöpfe in ihrer Überladenheit hinzuweisen, auf die goldgeränderten „schiefen" seitlichen Schallöffnungen, das schräge Firmenzeichen usw.
Dieser ganze überflüssige Tand kostet Geld, Arbeitszeit und -kraft, Material, und er ist letztlich ein Betrug am Käufer!
Gehäuse in dieser Art, ob eckig oder abgerundet, machen noch heute einen wesentlichen Teil des Angebotes aus. Die Produktion solcher Monstren ist zwar weitgehend eingeschränkt worden, aber das Bild des Angebots ändert sich nicht schlagartig mit der veränderten Produktion. Und da der Käufer solche „Gestaltungen" gefühlsmäßig ablehnt, wenn daneben gute Formen angeboten werden, bleibt der Handel eben darauf sitzen. Das ist für ihn stimmung und Flächenaufteilung der Skala und ihrer Anordnung im Verhältnis zur Frontgestaltung muß er eine lesbare, übersichtliche und dem Gestaltungscharakter angepaßte Schrift liefern. Solche vermeintlichen Kleinigkeiten können — schlecht gemacht — die Gesamtkonzeption erheblich stören. Es geht nicht an, für eine deutlich quertendierende Gehäuseform eine schmale, steile Schrift zu wählen. Hier entsteht natürlich die Grundfrage, ob die namentliche Sendereinteilung überhaupt notwendig ist. Der Gestalter hätte es mit Ziffern allein auch leichter.
Auf dieser Glasskala sitzen nun meistens die Knöpfe. Ganz abgesehen von ihrer Farbe gegenüber den anderen Gehäusetönen, auch abgesehen von ihren Proportionen im Verhältnis zu ihrer Anzahl und den Flächen, auf denen sie sitzen, muß besonders ihre Funktion beachtet werden.
Hier ist der Mensch als Maß aller Dinge besonders wichtig. Wir finden am Rundfunk- und Fernsehgerät drehbare und rastende Bedienungselemente, wie die Abstimmungsmechanik (evtl. mit unterstützendem



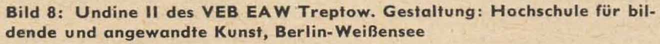


Bild 8: Undine II des VEB EAW Treptow. Gestaltung: Hochschule für bildende und angewandte Kunst, Berlin-Weißensee



Bild 9: Stradivari 3 des VEB Stern-Radio Rochlitz

Schallwand ist unproportioniert und schafft keine gefühlsmäßige Spannung. Das Gehäuse ist symmetrisch aufgebaut, doch fällt die Tontastatur samt Schriftzug „Stradivari 3" aus dem Rahmen, einmal weil sie gewichtsmäßig und auch funktionell auf der falschen Seite sitzt, und dann natürlich wegen der völlig unmotivierten Ballung beider Elemente, Schrift und Tastatur, während die andere Seite leer bleibt.
Der Bespannstoff steht im Muster ohne jede Beziehung zum Holz und zur Glasfläche der Skala.
Das Gehäuse, der Holzkasten an sich, strotzt von Widersinnigkeiten. Alle Flächen und Kanten sind querfurniert, also entgegen der natürlichen Wuchsrichtung des Holzes. Dadurch entstehen verblüffende, aber auch verführende Effekte, die durch das polierte, stark gemaserte Nußbaumholz besonders gesteigert werden. Das sind ausgesprochen „billige" Methoden, Geschmacksverirrungen übelster Art, die nur noch durch die graphisch völlig sinnlose Skala übertroffen werden. Hier findet sich plötzlich eine Querbetonung durch Linien, das Ganze Schwarz mit Gold hinter-

eine gute Lehre, für unsere Volkswirtschaft aber teuer bezahltes Lehrgeld.

Die Rolle der Zubehörteile

Solche Vergleiche könnte man seitenlang fortsetzen, die Ergebnisse würden sich nicht ändern. Doch möchte ich noch auf einige Details eingehen, die außerhalb der großen Gestaltung des Gehäuses liegen: die Skalen und die Knöpfe, bedingt auch die Bespannstoffe. Diese Teile werden meist von Spezialbetrieben als Zubehör gefertigt, und es ist erfahrungsgemäß für den im Stammbetrieb tätigen Gestalter schwer, seinen Einfluß z. B. auf den Hersteller des Spulensatzes auszudehnen, der für die Tastatur verantwortlich ist. In solchen Fällen hat es sich bewährt, eine neutrale Form zu entwickeln, die für viele Zwecke ohne gestalterische Diskrepanz verwendet werden kann.
Schwieriger ist das bei der Skala zu lösen. Deren Gestaltung muß ein weiterer Gestaltungsspezialist übernehmen, der Graphiker. Er muß die Fähigkeit haben, die Idee des Formgestalters auf seine „flächige" Arbeitsweise zu übertragen. Neben guter Farbab-

Schwungrad), die verschiedenen Potentiometer und die Wellenbereichs- oder Kanalschalter.
Was leicht geht, braucht nur Knöpfe von geringem Durchmesser, was einrastet, muß mit großem Knopf oder Knebel bedient werden. Diese sichtbaren „Griffe" haben häufig noch Riffelungen und Randverzierungen, die bei der Kleinheit der Bauteile und ihrer leichten Beweglichkeit ihren Sinn verloren haben. Manche Knöpfe haben Punkte oder Pfeile, damit man die Einstellung erkennen kann, aber diese befinden sich nicht dort, wo man anfaßt, sondern auf dem Gehäuse oder der Knopffläche, so daß bei seitlich angebrachten Schaltelementen erst um den Apparat herumgekrochen werden muß, um die Stellung zu erkennen. Das Gefühl als Sinnesorgan wird selten benutzt. Es könnte die Bedienung bequemer machen, ohne daß der Mensch das Auge zu Hilfe nimmt, etwa durch erhabene Punktsymbole wie bei der Blindenuhr. Auch der Sehende empfindet solche Kleinigkeiten als Erleichterung.
Schließlich muß der Knopf fingergerecht sein, d. h. nicht zu flach, damit ihn nicht nur die

Das Halbleiter-Energiebändermodell

Teil 1

JÖRG HÖPPNER

Von den kristallinen Festkörpern leiten die Halbleiter — wie schon der Name sagt — den elektrischen Strom schlechter als die Metalle, jedoch besser als die Isolatoren. Die Theorie der elektrischen Leitfähigkeit läßt sich nur mit Hilfe der Quantenmechanik richtig entwickeln. Es ist also fast eine Illusion, das Bändermodell, mit dessen Hilfe die elektrische Leitfähigkeit erklärt wird, im Rahmen eines einzelnen Artikels vollkommen darzustellen. Deshalb wird hier angestrebt, das Modell in einer kurzen, allgemeinen Darstellung zu erläutern. Bedeutender Wert wird auf die Entstehung des Energiebändermodells gelegt, auf große mathematische Ableitungen ist weitgehend verzichtet worden.

Wege zur Entstehung des Energiebändermodells

Das Energiebändermodell untersucht im einzelnen die energetische Anordnung der Elektronen im Kristallgitter eines Festkörpers. Entwicklungsmäßig gelangt man zum Bändermodell von drei verschiedenen Seiten her mit praktisch gleichem Ergebnis.

Der Übergang vom ungestörten zum extrem gestörten Atom

Der erste Weg wird beschrieben, wenn man den Übergang vom ungestörten zu dem durch seine Umgebung stark gestörten Atom, schließlich aber zu einem extrem gestörten Gitteratom im Kristall vollzieht. Der Ausgangspunkt speziell für diese Betrachtung wäre das ungestörte Atom.

Knüpfen wir in diesem Moment an das Atommodell von *Niels Bohr* an, welches vorschreibt, daß das Elektron des Atoms nur auf ganz bestimmten Bahnen, die man als „stationäre Bahnen" bezeichnet, um den Atomkern kreisen kann. Dem Elektron wohnt auf jeder Bahn eine andere Energie inne (Bild 1). Bahnveränderungen, d. h. das Verändern der einzelnen Energiestufen, können vom Elektron nur sprunghaft vorgenommen werden. Insgesamt kommen beim Beispiel „Wasserstoffatom", das in seinem Aufbau das einfachste von allen Atomen ist, dem Elektron fünf Bahnen n = 1, 2, 3, 4 und 5 zu.

Die Zahl n bezeichnet man als Hauptquantenzahl. Demzufolge kann man auch beim Wasserstoffatom fünf sich voneinander unterscheidende Energiestufen (Energieniveaus) feststellen, die sich als Funktion der Hauptquantenzahl darstellen lassen (Bild 2). Der Linie $n = \infty$ entspricht die Energie eines gerade von seinem Restatom losgelösten Elektrons. $n = \infty$ wird als Konvergenzgrenze oder als Grenze zum Kontinuum bezeichnet.

Bei der Photoanregung, d. h. bei der Elektronenanregung unter Absorption der den Bahnsprüngen entsprechenden Energiemengen, springt das Elektron von einem tiefer gelegenen Energiezustand auf einen höheren je nach Größe der absorbierten Energie. Je höher der betreffende Zustand liegt, desto schwächer ist das Elektron an den Kern gebunden. Die äußerste Stellung läge unter der

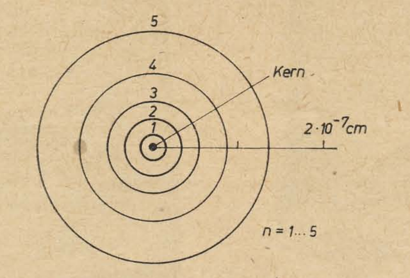


Bild 1: Innere kreisförmige Bahnen des Wasserstoffatoms

Linie $n = \infty$. Führt man aber dem im Grundzustand $n = 1$ gebundenen Elektron eine Energie, die größer als die Ionisierungsenergie ist, zu, so wird das Elektron die Atomhülle verlassen und die überschüssige Energie als kinetische Energie

$$E_{kin} = \frac{1}{2} m_e v_e^2$$

mitnehmen (die Indizes e weisen hier wie auch im nachfolgenden Text auf Größen des Elektrons hin). Oft wird als Erweiterung der Atomvorstellung dieser dann vorhandene Systemzustand Ion plus Elektron mit kinetischer Energie noch als Atomzustand aufgefaßt, nur man spricht dann nicht mehr von einem stationären Energiezustand des gebundenen Elektrons, sondern von nichtstationären Zuständen des freien Elektrons. Sämtliche freien Elektronen mit nichtstationären Zuständen liegen oberhalb der Ionisierungsgrenze; sie sind nicht gequantelt, da das freie Elektron jeden beliebigen Betrag kinetischer Energie mit sich führen kann.

Es besteht also nach unseren bisherigen Bemerkungen ein Absorptionsspektrum mit den eingezeichneten Übergängen vom Grundzustand zu einem der angeregten Zustände. Diese Übergänge bilden eine Linienserie, welche gegen den Grenzwert n konvergiert. Hiernach schließt sich das sogenannte Seriengrenzkontinuum an, das alle Übergänge des Elektrons aus dem stationären Zustand der Atomhülle in die freien Zustände verschiedener kinetischer Energie oberhalb der Ionisierungsgrenze kennzeichnet. Zu vermerken wäre noch, daß die Wahrscheinlichkeit der Absorption einer großen Energie geringer ist als die eines Energiebetrages, bei dem dem Elektron nur eine kleine Menge kinetischer Energie mitgeteilt wird.

Aus der Beobachtung des Seriengrenzkontinuums kann demnach auf die Existenz eines wichtigen Atomprozesses, der Photoionisierung, geschlossen werden.

Weiterhin interessant ist die Frage nach der Breite der Spektrallinien. Alle Spektrallinien besitzen eine natürliche Breite, die von gewissen Atomvorgängen bestimmt wird: Wird

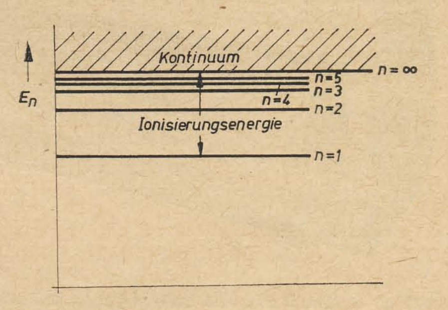


Bild 2: Energieniveauschema des Wasserstoffatoms

z. B. die Spektrallinie von Atomen in thermischer Bewegung oder in Wechselwirkung mit der Umgebung durch gaskinetische Stöße oder Einwirkung elektrischer Felder von Elektronen oder Ionen emittiert oder absorbiert, so findet eine merkliche Veränderung der Breite und Intensitätsverteilung der Spektrallinien statt. Die Untersuchung derartiger Vorgänge läßt umgekehrt Schlüsse auf die Art der Bewegung von Atomen und ihre Störung durch die Umgebung zu.

Schon die klassische Physik läßt eine natürliche Breite der Spektrallinien folgern. Es kann anschaulich aus der Tatsache abgeleitet werden, daß die Strahlung aus einer Anzahl verschiedener Wellenzüge endlicher Länge besteht, bzw. dadurch, daß die das klassische Bild des Atoms ersetzenden Hertzschen Oszillatoren gedämpfte Wellen aussenden, deren Frequenzen um einen kleinen Betrag $\Delta \nu_e$ unterschiedlich sind. Die beteiligten Frequenzen, welche bei einem quasistationären Zustand anfallen, sammeln sich um den mittleren Frequenzwert $\nu_e = \nu_{e0}$. Die Frequenzen, die nur noch die Intensität des halben Maxi-

---

Fortsetzung von Seite 325

Fingerspitzen berühren, nicht zu klein, wo es um die Genauigkeit der Einstellung geht, nicht zu auffällig, wo nur gelegentlich einmal „dran gedreht" wird. Und anstelle von hinweisenden Aufdrucken, als Schrift oder Symbol, ist eine Übersichtsskizze in der Gebrauchsanweisung oder eine ansteckbare Pappkarte, die nach einiger Zeit der Gewöhnung entfernt wird, wesentlich zweckmäßiger im Sinne der guten Form. Beim Rundfunkempfänger ist die Lage der Knöpfe ohnehin schon weitgehend international vereinheitlicht. Beim TV-Empfänger sollte das ebenfalls angestrebt werden.

*

Bei diesen Hinweisen muß es der Verfasser im Rahmen dieser Zeitschrift bewenden lassen, und er hofft, ein wenig Verständnis bei den Verantwortlichen der Rundfunk-, Fernseh-, Tonband- und Plattenspieler-Industrie gefunden zu haben für die wichtigen Belange der Industrieformgestaltung, auch ein wenig Verständnis für die Arbeit der Formgestalter in den Betrieben, und nicht zuletzt einige Erkenntnisse vermittelt zu haben all denen, die in Produktion und Handel mit den modernen Industrieerzeugnissen umgehen müssen. Denn die schönste Industrieform bleibt seelenlos, wenn ihr Sinn in der Produktion nicht erkannt und vom Handel dem Kunden nicht erläutert wird.

malwertes bei $\nu_e = \nu_{eo}$ aufweisen (Bild 3), werden durch die Forderung

$$\nu_e = \nu_{eo} \pm \frac{\Delta \nu_e}{2}$$

gegeben. Als Breite einer Spektrallinie versteht man stets die im Bild 3 eingezeichnete „Halbwertsbreite“ $\Delta \nu_e$.

Es sei hier kurz ein Beispiel für die Breitenänderung einer Spektrallinie bei der Ionisierung in einem äußerst starken elektrischen Feld genannt. Es befinde sich ein Wasserstoffatom in diesem homogenen elektrischen Feld, welches in x-Richtung verläuft. Das Potential des elektrischen Feldes $U_E = -eEx$ über-

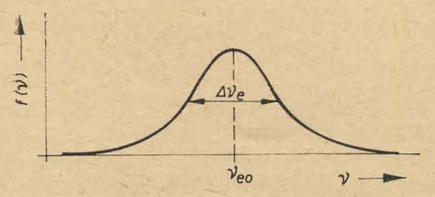


Bild 3: Darstellung der Halbwertsbreite

lagert sich dem des Coulombschen Kernfeldes $U_H = -e^2/r$, so daß das Potential des Wasserstoffelektrons durch die Beziehung

$$U(r) = -\frac{e^2}{r} - e E_x$$

gegeben ist.

Oberhalb des Maximums der Potentialkurve sind die quasistationären Zustände des Wasserstoffatoms nicht mehr stabil, das hier eventuell verharrende Elektron wird beim Einschalten des elektrischen Feldes aus der Atomhülle gerissen, das Atom wird ionisiert.

Bei einem dicht unter dem Potentialmaximum liegenden stationären Energiezustand des Atoms besteht aber auch noch die Möglichkeit für das Elektron, den Potentialwall, der im Energieniveauschema vorhanden ist, durch Tunneleffekt zu durchdringen, so daß ein ionisiertes Atom zurückbleibt.

Die Folge dieser Beispiele ist das Verschwinden der Serienlinien im Kontinuum, bevor die Ionisierungsgrenze erreicht ist. Die letzten Linien zeigen eine merklich vergrößerte Breite. Die zuletzt genannten Erscheinungen werden meist unter dem Begriff „Übergreifen des Grenzkontinuums über die Seriengrenze“ behandelt.

Bei dem Kristallatom, das durch die Mikrofelder seiner Umgebung stark gestört ist, verbreitern sich die Linien höherer Energiezustände bereits merklich, und dort, wo die Linien der höchsten Energiezustände liegen müßten, kann man nicht mehr eine genaue Aussage darüber machen, ob diese Energiezustände noch diskret sind oder bereits zum kontinuierlichen Energiebereich des freien Elektrons gehören.

Transformiert man alle diese Erkenntnisse auf den Gitterbaustein eines Kristalls, so ist bei diesem eine Vergrößerung der Störung zu verzeichnen, was ohne weiteres zur Verbreiterung der Energiebänder führt. Die Störzentren sind durch das Kristallgitter regelmäßig gegeben; es kommt zur Ausbildung eines periodischen Potentialfeldes. Das Elektron, das vom Restatom abgetrennt ist und einen Betrag kinetischer Energie besitzt, muß sich nunmehr „quasifrei“ in dem periodischen Potentialfeld sämtlicher Gitterionen durch den Kristall bewegen. Der Einbau des Atoms in das Kristallgitter bleibt für die kernnahen Elektronen ohne bedeutenden Einfluß, weil diese ja meist in der Nähe des Grundzustandes im Bändermodell verharren. Ihre Energiezustände bleiben demzufolge ungestört, die Linien verändern beim Einfügen des Atoms in den Kristall ihre Schärfe nicht. Mit wachsender Hauptquantenzahl n steigt auch die Breite der Spektrallinien als Energieniveaus. Bei den Termen, die eine Breite von mehreren eV aufweisen, spricht man von Energiebändern der bereits quasifreien Elektronen (bekannt ist, daß gerade die quasifreien Elektronen für die elektrische Leitfähigkeit der Metalle verantwortlich sind). In den höchsten Energieniveaus wird meist die Bandbreite so groß, daß eine Überlagerung der verschiedenen Bänder eintritt.

Die Austauschaufspaltung

Der zweite Weg zur Erklärung des Bändermodells beginnt bei dem Begriff der Resonanz- oder Austauschaufspaltung. Um diesen Begriff näher zu erklären, empfiehlt es sich, erst einmal folgende Frage zu klären:

Was erfolgt bei der Kopplung zweier oder mehrerer atomarer Systeme mit gleicher Gesamtenergie E, wobei ihre Wechselwirkung nicht vernachlässigt werden soll (Wechselwirkung z. B. durch elektrische oder magnetische Felder, sobald die Systeme aus geladenen oder meist bewegten Elementarteilchen bestehen)? Zur näheren Erläuterung sei hier ein Beispiel genannt, das dem hier aufgeworfenen Problem sehr ähnlich ist. Es handelt sich um das Beispiel der Frequenzresonanz.

Bekannt ist aus der Mechanik die Kopplung zweier Pendel. Der Masse des ersten Pendels werde ein Impuls erteilt, so daß sie bei der Anfangsgeschwindigkeit v_0 mit der Frequenz ω_0 schwingt. Wegen der Kopplung wird die zweite Masse — die des zweiten Pendels — allmählich zu Schwingungen der gleichen Frequenz angeregt. Die Amplitude des ersten Oszillators verringert sich, bis m_1 zur Ruhe gekommen ist. Die Amplitude des zweiten Oszillators wächst in diesem Zeitpunkt und hat in der Ruhestellung von m_1 ihren Maximalwert erreicht. In diesem Augenblick findet die Umkehrung statt, m_1 wird nunmehr von m_2 zu Schwingungen angeregt. Infolge der Kopplung wird die gesamte Schwingungsenergie von einem Schwingungssystem zum anderen getragen und umgekehrt. Bei vollkommen gleicher Frequenz entstehen hierbei Schwebungen, wie sie sonst durch Überlagerung zweier Schwingungen von etwas verschiedener Frequenz entstehen (Bild 4). D. h. also: Bei der Kopplung zweier mechanischer Oszillatoren findet eine Aufspaltung der ungestörten Frequenz in eine höhere und in eine tiefere statt, die entstehende Frequenzdifferenz ist der Stärke der existierenden Kopplung direkt proportional.

In der gleichen Weise folgt aus quantenmechanischen Betrachtungen, daß bei zwei gekoppelten atomaren Systemen mit gleichem Energieinhalt eine Aufspaltung des Energiezustandes des Gesamtsystems in zwei Komponenten erfolgt. Die energetische Differenz beider Zustände ist um so größer, je stärker beide Systeme gekoppelt sind. Genau diese Verhältnisse liegen im Kristall vor. Elektronen werden von zwei gleichgearteten Gitterbausteinen ausgetauscht, und zwar ist dieser Austausch wegen der völligen Gleichheit der Gitterbausteine und der damit vorhandenen Potentialperiodizität gegeben.

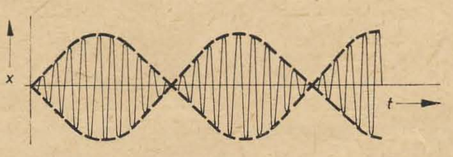


Bild 4: Zur Frequenzaufspaltung bei der Kopplung zweier mechanischer Oszillatoren

Vorausgesetzt, der Kristall bestünde aus N-Atomen und ein Elektron könnte mit den anderen N-1 Elektronen ausgetauscht werden, so spaltet sich der Energiezustand jedes einzelnen Atoms in N verschiedene Niveaus auf, die durch einzelne Quantenzahlen k unterschieden werden. Die Breite des Energiebandes, das sich aus N-Niveaus zusammensetzt, ist vom Grad der Kopplung der Atome, also von der Wahrscheinlichkeit des Austausches der Elektronen, abhängig. Die Energieaufspaltung bestimmt sich zu

$$\Delta E = h \cdot \nu_A$$

wobei h das Plancksche Wirkungsquantum und ν_A die Austauschfrequenz bedeuten. Die bewirkte Aufspaltung ΔE der Energieniveaus ist der Elektronenaustauschfrequenz ν_A zwischen den beiden Atomen direkt proportional. Die Austauschfrequenz läßt sich aus der Theorie des Tunneleffektes herleiten und berechnen.

Wie sieht es nun mit der Möglichkeit und Wahrscheinlichkeit des Elektronenaustausches zwischen den Atomen eines Kristallgitters aus und von welchen Faktoren ist er abhängig? In einem Festkörper besteht wegen der geometrisch periodischen Anordnung der Kristallgitterbausteine eine gleichmäßige Folge von Potentialmulden und -bergen, die sich in alle drei Richtungen des dreidimensionalen Raumes gleichmäßig verteilen und erstrecken. In den Potentialmulden der Ionen liegen die Elektronen der kernnächsten Schale völlig fest. Die quantenmechanische Durchtunnelung des Potentialwalles ist wegen seiner Höhe sehr unwahrscheinlich. Der Austausch mit Elektronen anderer Atome ist nach der klassischen Vorstellung unmöglich; auf Grund dieser überaus geringen Wahrscheinlichkeit ist die Aufspaltung der Energieniveaus und damit die Energiebandbreite sehr klein. Die Austauschwahrscheinlichkeit wächst allerdings beim Übergang zu den Elektronen der äußeren Schalen. Die Folge ist die größer werdende Energiebandbreite. Wichtig ist, bei dieser Betrachtung noch darauf hinzuweisen, daß die Bandbreite wegen der Austauschfrequenz eine Funktion der Wechselwirkung der den Kristall bildenden Atome ist. Die Bandbreite wächst, sobald die Wechselwirkungen intensiver werden; und diese hängen wiederum vom mittleren Abstand der Gitterbausteine ab, sind demnach Funktionen von Druck und Temperatur.

Das Ergebnis, das aus dieser weit differenzierteren Betrachtung folgt, ist bezogen auf das Energiebändermodell folgendes:

Das Energiebändermodell ergibt sich aus einzelnen Energiebändern, die bei steigender Energie des Atoms immer breiter werden, Energiebänder setzen sich aus einzelnen wohldefinierten Energieniveaus zusammen. Sie erscheinen wegen der ungeheuren Zahl der Niveaus pro Energieband kontinuierlich.

Gegentakt-B-Verstärker mit Transistoren für 2 W Ausgangsleistung

GÜNTER WIRTH

Zur Erzielung hoher Ausgangsleistungen haben sich Gegentakt-B-Verstärker in der Transistorschaltungstechnik in großem Umfang durchgesetzt. In den folgenden Ausführungen soll die Dimensionierung von Leistungsverstärkern anhand eines Beispieles gezeigt werden.

Allgemeines

Die Aussteuerung der Leistungstransistoren kann im Grenzfall nach den beiden nichtlinearen, entgegengesetzt gekrümmten Eingangskennlinien $I_C = f(I_B)$ — Stromsteuerung — oder $I_C = f(U_{BE})$ — Spannungssteuerung — erfolgen. Bei konstanter Stromverstärkung der Transistoren wäre die Stromsteuerung zur Kompensation der Eingangskennlinie am vorteilhaftesten. Wegen des Stromverstärkungsabfalles bei großen Kollektorströmen muß man sich jedoch von der idealen Stromsteuerung entfernen und die Schaltung in Richtung Spannungssteuerung auslegen. Zwischen beiden Grenzfällen gibt es also einen optimalen Innenwiderstand der Steuerspannungsquelle, bei dem die Verzerrungen minimal werden. Der stark gekrümmten Anlaufcharakteristik der I_C/U_{BE}-Kennlinie wird dann durch die Einstellung der Ruheströme entgegengewirkt [1] [2] [3].

Selbstverständlich müssen für Gegentaktstufen Transistoren verwendet werden, deren elektrische Werte gut übereinstimmen, damit die resultierende Gegentaktkennlinie möglichst linear verläuft.

Schaltung

Bild 1 zeigt das Gesamtschaltbild des Verstärkers. Stabilisierung und thermische Stabilität sind wichtige Gesichtspunkte für den Aufbau von Leistungsstufen. Im vorliegenden Fall wurde ein Emitterwiderstand zur Kollektorstromstabilisierung benutzt, weil schon ein kleiner Widerstand eine sehr gute Stabilisierung bewirkt [1]. Da dieser Widerstand im Lastkreis liegt, entsteht allerdings ein Leistungsverlust und wegen der dynamischen Gegenkopplung auch ein Verlust an Spannungsverstärkung. Eine kapazitive Überbrückung des Widerstandes ist nicht möglich, weil sich sonst C-Betrieb einstellen würde.

Bild 1: Gesamtschaltbild des Verstärkers

Bei Endstufen dieser Größe ist eine solche Stabilisierung aber durchaus vorteilhaft, zumal sie auch die Eingangskennlinien noch linearisiert.

Um mit NTC-Widerständen im Basis-Spannungsteiler eine gute Stabilisierung zu erreichen, müssen deren Temperaturbeiwerte und der Temperaturdurchgriff der Transistoren bekannt sein. Diese Größen sind aber dem Anwender oft nicht zugänglich.

In den folgenden Ausführungen soll anhand der Bilder 1 und 2 der Rechnungsgang zur Dimensionierung eines Gegentakt-B-Verstärkers kurz skizziert werden, ohne daß auf die Herleitung der Beziehungen eingegangen wird.

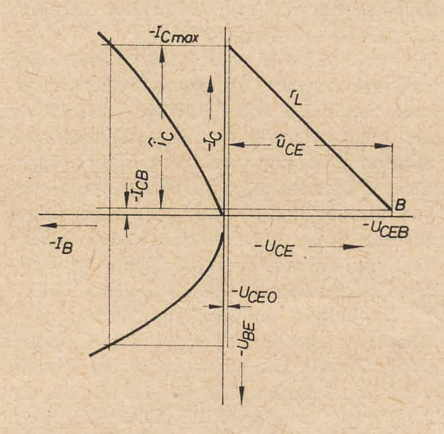


Bild 2: Zum Gegentakt-B-Betrieb

Für ein Transistorpaar 2 OC 831 sollen folgende Werte zugrunde gelegt werden:

Betriebsspannung	U_0	=	8 V
Kollektorstrom	$-I_{C\,max}$	=	0,7 A
Kollektorrestspannung	$-U_{CEO}$	=	0,5 V
Ruhestrom	$-I_{CB}$	=	30 mA

Mit diesen Werten ergeben sich folgende Spitzenwerte für die Wechselströme und Wechselspannungen [1] [4]:

$$\hat{i}_C = (-I_{C\,max}) - (-I_{CB}) = 0{,}67\ \text{A}$$

$$\hat{u}_{CE} = (-U_{CEB}) - (-U_{CEO}) = 7{,}5\ \text{V}$$

Aus Bild 2 erhält man für den Wechselstromwiderstand eines Transistors die Beziehung

$$r_L = \frac{\hat{u}_{CE}}{\hat{i}_C} \tag{1}$$

Die Belastung je Transistor beträgt nach Gleichung (1) $r_L = 11{,}2\ \Omega$. Zur Berechnung der Primärinduktivität des Ausgangsübertragers $Ü_2$ benötigt man jedoch die Größe

$$r_{cc} = 4\,(r_L - R_e) \tag{2}$$

Mit $R_e = 0{,}5\ \Omega$ wird $r_{cc} = 42{,}8\ \Omega$.

Die Ausgangsleistung kann aus der Gleichung

$$P_o = \frac{1}{2}\, m^2\, \hat{u}_{CE}\, \hat{i}_C \tag{3}$$

ermittelt werden. In dieser Beziehung ist m der Modulationsgrad. Bei Vollaussteuerung ($m = 1$) beträgt $P_o = 2{,}5$ VA. Eingangs wurde schon erwähnt, daß durch R_e ein Leistungsverlust entsteht. An den Transformator wird deshalb nur die Leistung

$$P_T = \frac{r_L - R_e}{r_L}\, P_o \tag{4}$$

abgegeben. Legt man einen Wirkungsgrad von 85 % für den Ausgangstransformator zugrunde, dann erhält man die an den Lautsprecher abgegebene Leistung, im vorliegenden Fall $P_a = 2$ VA.

Die maximale Kollektorverlustleistung eines Transistors, die bei einem Modulationsgrad $m = 2/\pi$ auftritt, kann aus Gleichung (5) ermittelt werden.

$$P_{C\,max} = \frac{1}{2}(-U_{CEB})(-I_{CB}) + \frac{1}{\pi^2}\cdot\frac{\hat{i}_C}{\hat{u}_{CE}}(-U_{CEB})^2\left[1 - \frac{(-I_{CB})}{\hat{i}_C}\cdot\frac{\hat{u}_{CE}}{(-U_{CEB})}\right]^2 \tag{5}$$

Mit

$$\frac{(-I_{CB})}{\hat{i}_C}\cdot\frac{\hat{u}_{CE}}{(-U_{CEB})} \ll 1$$

erhält man den einfacheren Ausdruck

$$P_{C\,max} = \frac{1}{2}(-U_{CEB})(-I_{CB}) + \frac{1}{\pi^2}\cdot\frac{\hat{i}_C}{\hat{u}_{CE}}(-U_{CEB})^2 \tag{5a}$$

Diese Verlustleistung beträgt bei der untersuchten Endstufe $P_{C\,max} = 0{,}7$ W je Transistor.

Montiert man die Endstufentransistoren direkt auf 1,5 mm dicke vertikal angeordnete Aluminiumkühlbleche von je 25 cm², dann darf der Verstärker bis zu Umgebungstemperaturen von 45 °C eingesetzt werden.

Berechnung des Ausgangsübertragers

Die Übertragergröße kann mit Hilfe der Gleichung (6) aus dem Eisenquerschnitt bestimmt werden [5].

$$Q_{Fe} = \sqrt{\frac{P_a \cdot G \cdot 10^6}{f_u \cdot B \cdot S}} \quad \text{in cm}^2 \qquad (6)$$

Man wählt:

Verhältnis von Kupfer- zu Eisengewicht:
$G = 1$
Stromdichte:
$S = 1 \cdots 2\ \text{A/mm}^2$
Maximale Induktion für Dynamoblech IV:
$B_{max} = 5000$ G

Mit einer Ausgangsleistung von $P_a = 2$ VA und einer unteren Grenzfrequenz $f_u = 50$ Hz erhält man $Q_{Fe} = 2{,}8\ \text{cm}^2$. Nun kann man den erforderlichen Blechschnitt mit den dazugehörigen Daten auswählen. Für den Mantelschnitt M 55, Dynamoblech IV, entnimmt man [6]:

Eisenquerschnitt $Q_{Fe} = 3{,}6\ \text{cm}^2$
Wicklungsquerschnitt $Q_W = 280\ \text{mm}^2$
Induktivitätsbeiwert $A_L = 1{,}2 \cdot 10^{-6}\ \text{H/W}^2$

Damit können alle Werte berechnet werden.

Primärinduktivität

$$L_P = \frac{r_{cc}}{\omega_u} = 137\ \text{mH}$$

für eine untere Grenz-(Kreis-)Frequenz $\omega_u = 314\ \text{s}^{-1}$.

Primärwindungszahl

$$W_P = \sqrt{\frac{L_P}{A_L}} = 340\ \text{Wdg}$$

Damit man eine symmetrische Gegentaktwicklung erhält, wickelt man 170 Windungen bifilar.
Das Übersetzungsverhältnis folgt aus der Beziehung [1]:

$$\ddot{u} = \sqrt{\eta \frac{r_P}{r_S}} = \sqrt{\eta \frac{r_L - R_e}{r_S}} \qquad (7)$$

Darin bedeuten:

r_P die auf der Primärseite geforderte Impedanz
r_S die Sekundärimpedanz (Lautsprecherimpedanz)
η den Transformatorwirkungsgrad (0,8 bis 0,9)

Sekundärwindungszahl

$$W_S = \frac{W_P}{2\ddot{u}} = \frac{340}{2{,}8} = 122\ \text{Wdg} \qquad (8)$$

für $r_S = 5\ \Omega$.

Die Drahtdurchmesser werden aus dem Wickelquerschnitt und der Windungszahl bestimmt [5].

$$d = 0{,}8 \sqrt{\frac{Q_W}{2W}} \qquad (9)$$

Der Ausgangsübertrager $\ddot{U}_2$ wird wechselseitig geschichtet. Die Daten sind in Tabelle 1 zusammengefaßt.

Berechnung der Treiberstufe

Zur Berechnung des Treibertransformators $\ddot{U}_1$ ist die Kenntnis der Eingangsgrößen der Leistungstransistoren erforderlich. Es ist nicht ratsam, diese Werte aus einem mittleren Kennlinienfeld zu entnehmen, da in solchen Fällen beträchtliche Abweichungen zu den tatsächlichen Größen auftreten können. Vielmehr sollte man diese Parameter durch eine Messung ermitteln.
Bei dem verwendeten Transistorpaar 2 OC 831 wurden die in Tabelle 2 angegebenen Werte gemessen. Aus diesen Angaben können der Eingangswiderstand für große Signale und die Großsignalstromverstärkung

$$r_i \approx \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{(-U_{BE2}) - (-U_{BE1})}{(-I_{B2}) - (-I_{B1})} = 20\ \Omega$$

$$B \approx \left| \frac{-I_C}{-I_B} \right| = 25$$

ermittelt werden.
Durch die Gegenkopplung vergrößert sich der Eingangswiderstand nach der Beziehung

$$r_i' = r_i \left(1 + \frac{R_e}{r_i} B\right) = 32{,}5\ \Omega$$

Der Eingangsspannungsteiler muß im Interesse einer guten Stabilisierung möglichst niederohmig werden. Es wurden $R_1 = 125\ \Omega$ und $R_2 = 3\ \Omega$ gewählt. Der Widerstand R_2 liegt mit dem Eingangswiderstand in Reihe. Berücksichtigt man noch einen Wicklungswiderstand $R_w = 6\ \Omega$, dann erhält man die Sekundärimpedanz je Wicklungshälfte des Treibertransformators

$$r_{ST} = r_i' + R_2 + R_w \approx 42\ \Omega$$

Die Steuerspannung, die an dieser Impedanz benötigt wird, folgt aus Gleichung (10).

$$\hat{u}_{St} = \Delta U_{BE} + I_{B\,max} \cdot r_{ST} = 1{,}7\ \text{V} \qquad (10)$$

Die Steuerleistung, die die im A-Betrieb arbeitende Treiberstufe abgeben muß, beträgt

$$p_{ST} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\hat{u}_{St}^2}{r_{ST}} = 34\ \text{mW} \qquad (11)$$

Legt man die Spannungsabfälle am Wicklungswiderstand und am Stabilisierungswiderstand im Emitterkreis des Treibertransistors mit 2 V zugrunde, dann kann eine Kollektorwechselspannung $\hat{u}_{CET} = 6$ V erreicht werden. Daraus folgt für das Übersetzungsverhältnis des Treibertransformators, wenn die Übertragerverluste mit 20% berücksichtigt werden,

$$\ddot{u} = 0{,}8 \frac{\hat{u}_{CET}}{\hat{u}_{St}} = 0{,}8 \frac{6}{1{,}7} \approx 2{,}8$$

Durch die geforderte Steuerleistung ist auch der Arbeitspunkt der Treiberstufe festgelegt, es muß ein Kollektorstrom $-I_C \approx 12$ mA eingestellt werden.
Die Induktivitäten können aus

$$L_P = \frac{\ddot{u}^2 r_{ST}}{\omega_u} = \frac{r_{PT}}{\omega_u} = 1{,}05\ \text{H}$$

$$L_S = \frac{4 r_{ST}}{\omega_u} = 0{,}54\ \text{H}$$

berechnet werden. ω_u ist wieder die untere Grenz-(Kreis-)Frequenz, die mit $314\ \text{s}^{-1}$ angenommen wurde. Die Bestimmung der Windungszahlen und Drahtdurchmesser erfolgt in der gleichen Weise wie beim Ausgangsübertrager. Für den Treibertransformator $\ddot{U}_1$ wurde ebenfalls der Mantelschnitt M 55 gewählt. Das hat den Vorteil, daß nur geringe Verluste auftreten, weil eine relativ niedrige Windungszahl mit großem Drahtdurchmesser zur Erzeugung der Primärinduktivität ausreicht.
Die Wickeldaten des Treibertransformators $\ddot{U}_1$ sind in Tabelle 1 angegeben. Um der Vormagnetisierung des Kerns durch den Kollektorgleichstrom entgegenzuwirken, werden je 25% der Bleche mit 0,5 mm Luftspalt gleichsinnig geschichtet. Man hat dann mit einem Induktivitätsbeiwert $A_L = 0{,}9 \cdot 10^{-6}\ \text{H/W}^2$ zu rechnen.
Auch beim Treibertransformator muß beachtet werden, daß die Gegentaktwicklung symmetrisch wird. Man wickelt die halbe Sekundärwindungszahl zweidrähtig und schaltet beide Wicklungen in Reihe.
Aus dem Schaltbild im Bild 1 ist zu ersehen, daß der Emitterwiderstand des Treibertransistors nur teilweise kapazitiv überbrückt ist. Dadurch entsteht eine geringe Gegenkopplung, die den Klirrfaktor verringert. Außerdem wird über dem nicht überbrückten Widerstand eine Gegenkopplungsspannung eingespeist. Es ist auf richtige Polung am Ausgangsübertrager zu achten, da sonst eine Mitkopplung entsteht.

Vorstufe

Die Vorstufe weist keine Besonderheiten auf. Die Stabilisierung erfolgt hauptsächlich durch den — auch hier nicht kapazitiv überbrückten — Emitterwiderstand in Verbindung mit dem Widerstand zwischen Kollektor und Basis, der zusätzlich eine geringe Spannungsgegenkopplung bewirkt. Die verbleibende Arbeitspunktverschiebung wird zur Stabilisierung der Treiberstufe mitbenutzt [2].

Tabelle 1

	Tr_1 — M 55	Tr_2 — M 55
Primärwindungszahl Primärdrahtstärke	1080 0,25 mm ∅ CuL	170 bifilar 0,5 mm ∅ CuL
Sekundärwindungszahl Sekundärdrahtstärke	335 bifilar 0,3 mm ∅ CuL	122 0,8 mm ∅ CuL
Schichtung	je 25% gleich 0,5 mm Luftspalt	wechselseitig

Tabelle 2

2 OC 831	T_1	T_2	bei
$-I_{B1}$ $-U_{BE1}$	1,1 mA 0,23 V	1,1 mA 0,22 V	$-U_{CE} = 8$ V $-I_C = 40$ mA
$-I_{B2}$ $-U_{BE2}$	26 mA 0,65 V	25 mA 0,70 V	$-U_{CE} = 2$ V $-I_C = 0{,}65$ A

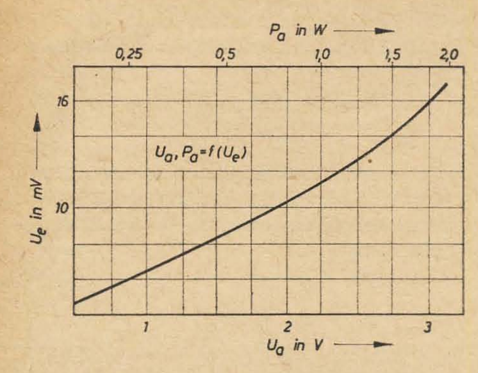


Bild 3: Ausgangsspannung und Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Eingangsspannung

Meßergebnisse

Bild 3 zeigt Ausgangsspannung und Ausgangsleistung als Funktion der Eingangsspannung. Bei einem Eingangswiderstand des Verstärkers von $r_i = 4{,}5\ k\Omega$ erhält man eine Eingangsleistung von $P_i = 6{,}4 \cdot 10^{-8}$ W für Vollaussteuerung.

Die Leistungsverstärkung ist

$$V_P = \frac{P_a}{P_i} = 3{,}1 \cdot 10^7 \triangleq 75\ \text{dB}$$

Im Bild 4 ist der Frequenzgang des Verstärkers für mittlere Aussteuerung ($P_a \approx 1$ W) bei ohmscher Belastung dargestellt. Die Bandgrenzen sind bei einem Leistungsabfall von 3 dB erreicht, so daß man eine untere Grenzfrequenz von $f_u = 60$ Hz und eine obere Grenzfrequenz von $f_o = 10$ kHz ablesen kann.

Zusammenfassung

Es wurden die grundlegenden Beziehungen für die Dimensionierung einer Transistor-Gegentakt-B-Endstufe angegeben und an einem Beispiel deren Anwendung gezeigt. Die an einem Versuchsaufbau gewonnenen Meßwerte ergänzen die Darstellungen.

Literatur

[1] Weitzsch, F.: p-n-p-Flächentransistoren. Valvo-Berichte, Band III (1957) H. 1 und 3

[2] Anonym: Siemens-Halbleiter. Schaltbeispiele, Ausgabe 1959

[3] Belter, K.: Einiges über Gegentakt-B-Verstärker. radio und fernsehen 12 (1963) H. 7 S. 209—213

[4] Lennartz/Taeger: Transistorschaltungstechnik. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde, 1963

[5] Höringer, C.: Technische Mitteilungen des IHT, 60 T 6

[6] Feldtkeller, R.: Theorie der Spulen und Übertrager. Hirzel-Verlag, Stuttgart, 1958

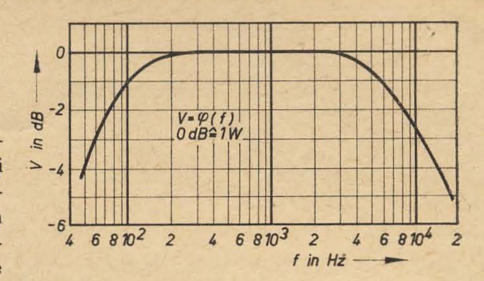


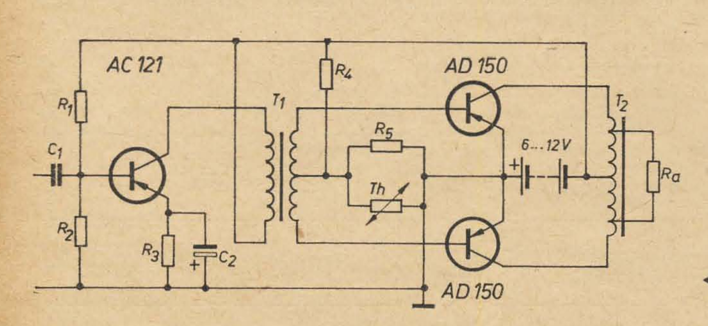
Bild 4: Frequenzgang des Verstärkers

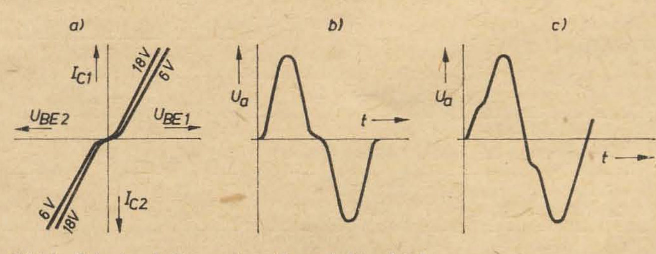
Gesichtspunkte bei der Paarung von Transistoren für NF-Gegentaktendstufen

A. TEWES

Wenn in einer NF-Gegentaktendstufe die beiden Transistoren einwandfrei, d. h. mit geringem Klirrfaktor und guter Leistungsausbeute, zusammenarbeiten sollen, sind bestimmte Forderungen an die Kennwerte der beiden zur Verwendung kommenden Transistoren zu stellen. Für eine gute Paarung müssen die Kollektorstromkennlinien, die Abhängigkeiten vom Basisstrom und von der Basis-Emitter-Spannung zugrunde gelegt werden. Auf Grund von Untersuchungen, die im Werk für Halbleiter der Siemens & Halske AG durchgeführt wurden, werden im folgenden Vorschläge für die richtige Paarung der Transistoren gemacht. Den Versuchen wurden die Leistungstransistoren AD 130, AD 131, AD 132, AD 150 und AD 148 zugrunde gelegt.

Es ist bekannt, daß für Gegentaktbetrieb von Transistoren deren Kennlinien eine gewisse Übereinstimmung aufweisen müssen. Wieweit sich die Kennlinien gleichen müssen, kann nicht ohne weiteres angegeben werden, da die Paarungsgüte auch durch die gewählte Schaltung beeinflußt werden kann.
Die Grundschaltung einer Gegentaktendstufe mit Gegentakt-Eingangsübertrager und Treibertransistor zeigt Bild 1. Bei der Dimensionierung dieser Schaltung geht man üblicherweise vom Lastwiderstand R_a aus, der wegen der LR-Charakteristik (Lautsprecher) als frequenzabhängig anzusehen ist. Die Lage der I_C-U_{BE}-Kennlinie der Transistoren (Bild 2a) hängt von der Größe der Kollektorspannung ab. Die sinusförmige Steuerspannung wird ausgangsseitig bei rein ohmscher Last entsprechend der Kurve im Bild 2b verzerrt; bei gemischter ohmisch-induktiver Belastung erscheinen die Verzerrungen phasenverschoben (Bild 2c). Diese Überlegungen gelten für reinen B-Betrieb. Um nun die Verzerrungen zu beseitigen oder zu mildern, müssen die Charakteristiken der beiden Transistoren in ihren Kennlinien-Übergangsgebieten so übereinander angeordnet werden, daß die unteren Teile der Kennlinien mit starker Krümmung sich zu einer kombinierten Kennlinie mit möglichst gerader Übergangs-Charakteristik entsprechend Bild 3 zusammenfügen. Es ist aber zu bedenken, daß die Steilheit und die Stromverstärkung von einer bestimmten Frequenz an keine konstanten Größen mehr sind. Bei höheren Frequenzen können sich die idealen Verhältnisse nach Bild 3 erheblich ändern.
Wie Bild 1 zeigt, muß der Eingangswiderstand der Gegentakt-B-Endstufe mittels Übertrager an den Ausgang des Treibertransistors angepaßt werden. Hier wirkt störend, daß die Emitter-Basis-Strecke eine nicht unbedeutende Kapazität aufweist, die Diffusionskapazität. Diese kann sich beim hier vorliegenden Halbwellenbetrieb über den Steuerübertrager störend auswirken. Die Last erscheint somit kapazitiv und damit frequenzabhängig; im Ausgangsfeld des Treibertransistors ergeben sich „Ellipsen". Bei der Untersuchung der Steuerung im Halbwellenbetrieb nach einer Schaltung Bild 4, ergeben sich die in den Bildern 5a bis 5e gezeigten Verhältnisse. Der





◄ Bild 1: Prinzipschaltung einer Gegentaktendstufe
Bild 2: Übergangsverhalten bei den Kennlinienfußpunkten

Kollektorstrom ist mit der Basisspannung in Phase, und zwar bis weit über die Grenzfrequenz hinaus. Der Basisstrom ist bei niedrigen Frequenzen bis < 500 Hz praktisch noch in Phase. Bei höheren Frequenzen, also bei 7 bzw. > 20 kHz erhält man jedoch die Kurvenformen der Bilder 5d und 5e. Weiter hängt auch noch die Eingangskapazität der Transistoren von der Höhe der Aussteuerung ab; in der Ersatzschaltung des Transistors Bild 6 ist dies

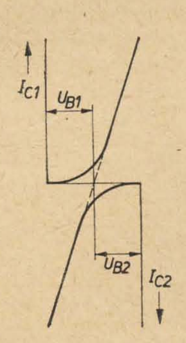


Bild 3: Kennlinienzusammensetzung mit möglichst geradem Übergangsgebiet

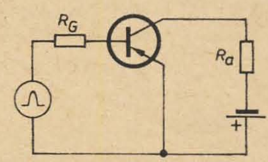


Bild 4: Prinzip der Ansteuerung eines Transistors

Bild 5: Phasenverschiebung des Basisstromes bei verschiedenen Frequenzen

als veränderliche Kapazität $C_{b'e}$ eingezeichnet. Die weitere veränderliche Kapazität $C_{b'c}$ stört bei der NF-Anwendung nicht.

Den für die Paarung ungünstigsten Fall stellt die einfache Schaltung nach Bild 1 ohne Gegenkopplung dar. Bei Vollaussteuerung müssen gleiche Kollektor-Spitzenströme bei gleichen Basisspannungen und -strömen gefordert werden. Die ersten grundlegenden Paarungsforderungen heißen also:

Bei

$I_{C1} = I_{C2}$ soll $I_{B1} = I_{B2}$ und $U_{BE1} = U_{BE2}$

sein. Dabei kann man annehmen, daß eine absolut vollständige Übereinstimmung der Kennlinien nicht erforderlich ist. Bei der Annahme von zunächst idealen Kennlinien — also Geraden — ist der Unterschied der beiden Amplituden A_1 und A_2 im Bild 7 für den Klirrfaktor maßgebend. Der durch eine Kennlinie verursachte Klirrfaktor kann direkt aus der Kennlinie ermittelt werden. Der Klirrfaktor ist mit genügender Annäherung gleich dem Verhältnis der größten Abweichung a (Oberschwingung) der Kennlinie K von der Geraden g (Sinusschwingung) zur Größe A $= A_1 + A_2$. Formelmäßig ist also der Klirrfaktor

$$k = \frac{a}{A} = \frac{\frac{A_1 + A_2}{2} - A_2}{A_1 + A_2} = \frac{A_1 - A_2}{2\,(A_1 + A_2)}$$

Die nach dieser Gleichung errechneten Klirrfaktoren sind in der Tabelle 1 angegeben. Es sind die Klirrfaktoren eingetragen, die sich bei verschiedenen Amplitudenverhältnissen und ideal angenommen, also geraden Kennlinien ergeben. Bezeichnet man einen Klirrfaktor von 5% noch als zulässig, so liegt das zugelassene Amplitudenverhältnis bei $K_A = A_1/A_2 = 1{,}2 \cdots 1{,}3$. Nun sind in Wirklichkeit die Kennlinienübergänge nicht eckig — wie im Bild 7 vereinfacht dargestellt — sondern verlaufen „rund"; k ist daher kleiner als 5,5%, und man kann den Amplitudenfaktor $K_A = 1{,}3$ wählen.

Tabelle 1: Klirrfaktoren k als Funktion des Amplitudenverhältnisses K_A

$K_A = A_1/A_2$	1,0	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5
k_{ges} (gemessen) in %	0,0	2,3	3,8	5,5	7,0	8,5
k (gerechnet) in %	0,0	2,37	4,5	6,5	8,3	10,0

Bei der Zusammensetzung der Kennlinien spielen aber auch die natürlichen Kennlinienkrümmungen eine Rolle. Die Kennlinienkrümmung eines Transistors ist von der Art der Ansteuerung abhängig. Es handelt sich um die folgenden vier Steuerungsarten:

1. Stromeinprägung:
   $R_G \to \infty$ (Treiberübertrager mit ü ≤ 1)
2. optimale Widerstandsanpassung (Klirranpassung (Klirranpassung)
   $R_G = K \cdot R_{eing}$
3. echte Leistungsanpassung
   $R_G = R_{eing}$
4. Spannungseinprägung
   $R_G \to 0$ (Treiberübertrager mit ü $\gg 1$)

Diese vier möglichen Fälle ergeben je eine extrem liegende Transistorkennlinie, die in den Bildern 8a bis 8b dargestellt sind. Die Bilder 8c und 8d zeigen Zwischenwerte. Die Fälle 2 und 3 liegen je nach dem Widerstandsverhältnis R_G/R_{eing} dazwischen. Für jede beliebige Aussteuerung gibt es ein optimales Widerstandsverhältnis für den geringsten Klirrfaktor, das meistens nicht bei $R_G = R_{eing}$ liegt. Es ist am zweckmäßigsten mit Spannungseinprägung zu arbeiten; in diesem Fall ist eine Paarung der beiden Transistoren für die Gegentaktendstufe nach der Steilheit sinnvoll.

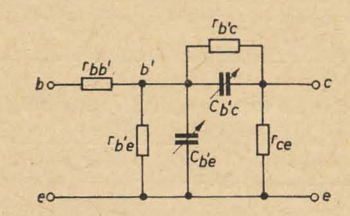


Bild 6: Ersatzschaltbild des Transistors

So betrachtet müßte eine Paarung bei einem hohen Wert von I_C bei U_{BE} und I_B innerhalb eines Transistortyps ausreichen. Da aber die Aussteuerung bei Musik und Sprache meistens unter 50% der Vollaussteuerung bleibt, sollte man den Paarungspunkt auf $I_C/2$ festlegen. Damit erfaßt man noch besser die unteren Gebiete der Steilheit und Stromverstärkung.

Die Paarungsschritte für den Paarungs-Kollektorstrom können sowohl von der Steilheit als auch von der Stromverstärkung her mit Schritten von 15% bis maximal 30% festgelegt werden. Die Schritte für den Basisstrom I_B bzw. die Basisspannung U_{BE} liegen dann entsprechend den Kennliniencharakteristiken größer oder kleiner. Eine Paarungsgruppen-Aufteilung nach diesen Überlegungen ist in Tabelle 2 angegeben. Bei der Bezeichnung der Gruppen können Zahlen mit Buchstaben oder Doppelbuchstaben gewählt werden. Nach der Tabelle wird nun für den ersten und zweiten Paarungspunkt des Kollektorstromes $I_C = 1$ A und die Kollektorspannung U_{CE}

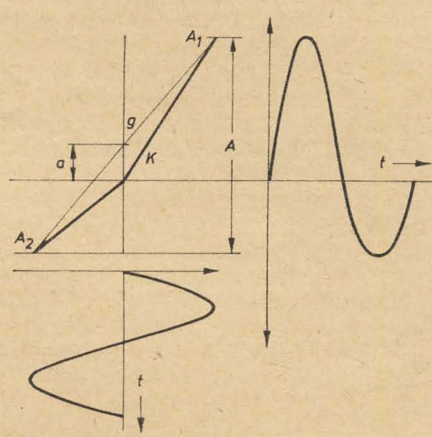
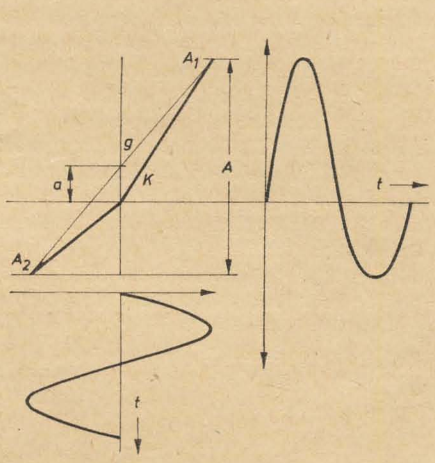
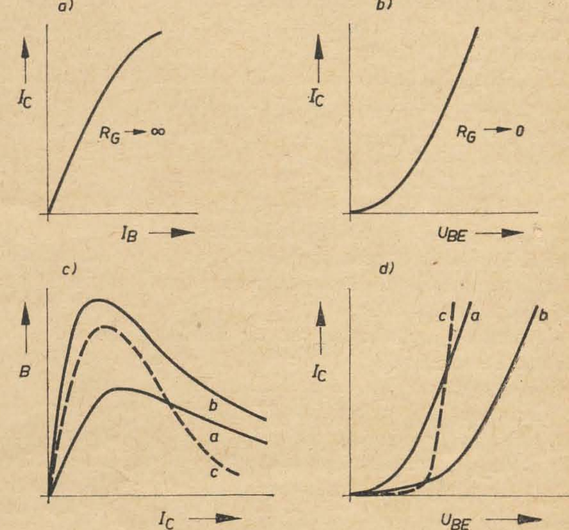
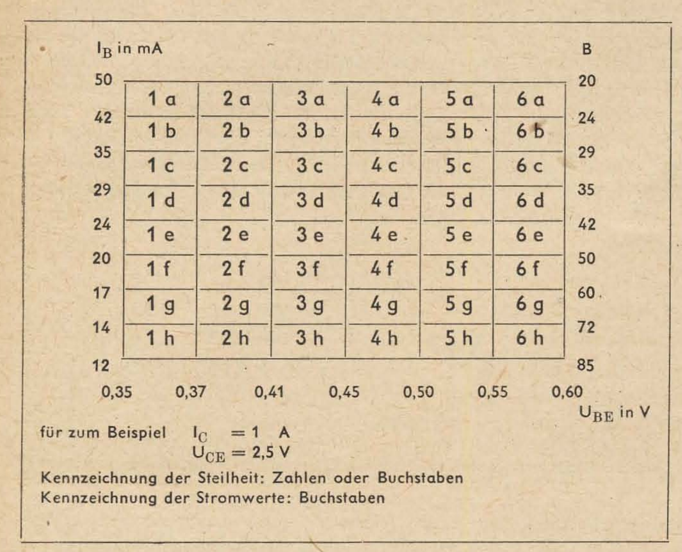



Bild 7: Bei mangelhafter Paarung auftretende Verzerrungen ◀



▶ **Bild 8: Kennlinienverzerrungen**

Tabelle 2: Paarungsschema



I_B in mA							B
50							20
42	1 a	2 a	3 a	4 a	5 a	6 a	24
35	1 b	2 b	3 b	4 b	5 b	6 b	29
29	1 c	2 c	3 c	4 c	5 c	6 c	35
24	1 d	2 d	3 d	4 d	5 d	6 d	42
20	1 e	2 e	3 e	4 e	5 e	6 e	50
17	1 f	2 f	3 f	4 f	5 f	6 f	60
14	1 g	2 g	3 g	4 g	5 g	6 g	72
12	1 h	2 h	3 h	4 h	5 h	6 h	85

für zum Beispiel $I_C = 1$ A
$U_{CE} = 2{,}5$ V

Kennzeichnung der Steilheit: Zahlen oder Buchstaben
Kennzeichnung der Stromwerte: Buchstaben

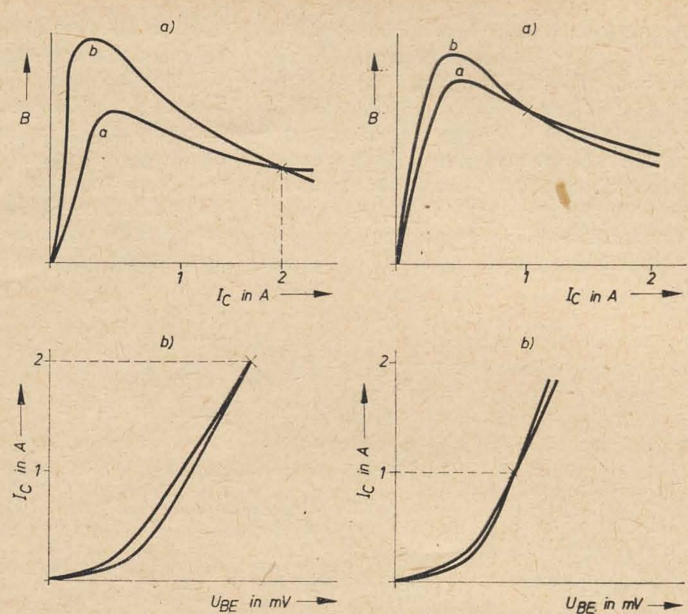


Bild 9: Paarung bei vollem Kollektor-Spitzenstrom

Bild 10: Paarung bei halbem Kollektor-Spitzenstrom

Tabelle 3: Streuungen einzelner Paarungsgruppen

Gruppe	I_B für I_C = 50 mA	U_{BE} für I_C = 50 mA
1 a (ag)	1,52 mA ± 10%	0,205 V ± 2,5%
6 a (bb)	1,46 mA ± 17%	0,223 V ± 3,7%
1 g (lg)	1,45 mA ± 35%	0,177 V ± 4,5%
5 f (hc)	0,50 mA ± 35%	0,2 V ± 2,5%

= 2,5 V nach Gruppen in U_{BE} und I_B bzw. Stromverstärkungen B sortiert. Es wurden an den Paarungsfeld-Ecken Kontrollmessungen an Transistoren der Typen AD 130 usw. bei $I_{C\,Ruhe}$ = 50 mA durchgeführt, die zeigten, daß der Basisstrom stärker, die Basisspannung weniger innerhalb eines Feldes streut. So wurden die Ergebnisse in Tabelle 3 über mehrere Transistoren je Eckpunkt oder nahe am Eckpunkt ermittelt.

In der Praxis ergeben sich beim Paarungsvergleich Unterschiede im Kennlinienverlauf entsprechend den Bildern 9a, 9b und 10a, 10b. Die Bilder zeigen, daß die Anfangsstreuungen bei einem Paarungspunkt mit halben Kollektor-Spitzenstrom kleiner werden.

Es kann abschließend festgestellt werden, daß die hier beschriebene Paarungsmethode fast allen praktisch vorkommenden Fällen gerecht wird. Das beschriebene Verfahren zur Paarung von Transistoren in Gegentaktendstufen ist also universell anwendbar. Es eignet sich sowohl für Strom- wie für Spannungssteuerung.

Nach Siemens-Unterlagen

Die Pläne für Rundfunk- und Fernsehübertragungen von den 18. Olympischen Spielen in Tokio

Wir entnehmen dem "World Radio TV Handbook 1964" folgende Mitteilung von Herrn Ichiro Matsui, Direktor des Olympiade-Planungsbüros beim Japanischen Rundfunk

Das alleinige Recht an Übertragungen von der Olympiade hat die Japanische Rundfunkgesellschaft (NHK) vom Tokioter Olympischen Organisationskomitee erworben. Sie wird alle Voraussetzungen schaffen, die für die Durchführung von Rundfunk- und Fernsehübertragungen notwendig sind. Alle Rundfunkgesellschaften, die Programme übernehmen wollen, müssen hierfür bei der Japanischen Rundfunkgesellschaft eine Genehmigung einholen. Rechte für Tonrundfunkübertragungen sind kostenfrei, die für Fernsehübertragungen dagegen kostenpflichtig.

71 Rundfunkgesellschaften aus 59 Ländern und 42 Fernsehgesellschaften aus 39 Ländern haben den Wunsch ausgesprochen, die Spiele zu übertragen. In Tokio werden 457 Mitarbeiter vom Rundfunk und Fernsehen erwartet.

Die Japanische Rundfunkgesellschaft, die einzige öffentliche Rundfunkorganisation des Gastgeberlandes, arbeitet gegenwärtig Pläne aus, die eine bestmögliche Verbreitung der Olympiade-Programme sowohl im Inland als auch nach dem Ausland sicherstellen sollen. Es ist beabsichtigt, acht Ereignisse in das täglich zwölfstündige Sendeprogramm aufzunehmen. Der Überseedienst des Japanischen Rundfunks wird regelmäßig Spielergebnisse und auf Tonband aufgenommene charakteristische Phasen der Spiele aussenden. Stündlich sollen Spielberichte außer in japanischer und englischer Sprache in weiteren 21 Sprachen verbreitet werden. Hierfür ist eine tägliche Sendezeit von 36 Stunden vorgesehen.

Unglücklicherweise werden die Ausbreitungsbedingungen im Kurzwellenbereich nicht günstig sein, da die Sonnenaktivität in diesem Jahr extrem gering ist (Minimum der elfjährigen Sonnentätigkeitsperiode). Um bestmögliche Übertragungsbedingungen zu schaffen, ist eine Erhöhung der Senderleistungen auf 200 kW vorgesehen. Hiermit werden auch Nord- und Südamerika, Afrika und Europa versorgt werden.

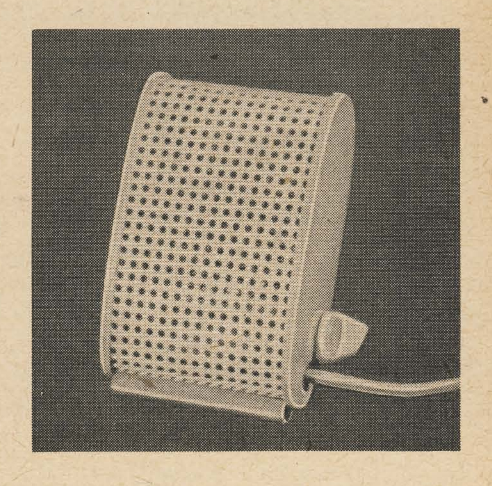
Eine rasche und lebendige Berichterstattung soll garantiert werden. Rundfunkstationen aus allen Ländern werden die Berichte weiterverbreiten und sie mit eigenem Kommentar und Tonuntermalung ergänzen. Diesen Stationen wird das japanische Oversea Radio and Cable System (K.D.D.) Kabelleitungen zur Verfügung stellen, die vom Tokioter Rundfunkzentrum ausgehen. Ein neues transpazifisches Telefonkabel, das Tokio mit Hawaii verbindet, soll bis zur Olympiade fertiggestellt sein. Anstatt bisher fünf wird man dann 15 gleichzeitig zu benutzende Frequenzkanäle zur Verfügung haben. Dieses Kabel kann auch zur Übertragung von Funkbildern nach dem Bildfunkverfahren dienen, die, aus Fernsehbildstreifen entnommen, in rascher Folge ausgesendet werden können. Es ist also möglich, besonders interessante Szenen, wie etwa den Aufmarsch der Wettkämpfer bei den Eröffnungsfeierlichkeiten, den Zieldurchlauf beim Marathon usw., als Funkbilder einige Minuten nach der Aktualität in überseeische Länder zu übertragen.

Weitere Pläne betreffen internationale Dezimeter- und Zentimeterwellen-Relaisübertragungen über Land oder über Nachrichtensatelliten. Allerdings sind diese Pläne noch nicht ausgereift; derartige Übertragungsmöglichkeiten können demzufolge heute auch noch nicht garantiert werden.

KM 7063 – ein neues Kristallmikrofon

Ing. JOHANNES RAUE

Mitteilung aus FORSCHUNG UND ENTWICKLUNG ELEKTROAKUSTIK (FEE)



FORSCHUNG UND ENTWICKLUNG ELEKTROAKUSTIK (FEE) in Leipzig ist die zentrale Forschungs- und Entwicklungsstelle der VVB RFT Rundfunk und Fernsehen für Wandler der Elektroakustik. Sie wurde Ende 1963 (bis dahin Forschungs- und Entwicklungsstelle des VEB Funkwerk Leipzig) bei der Vereinigung der VE-Betriebe Fernmeldewerk Leipzig und Funkwerk Leipzig herausgelöst, dem VEB Elektrogerätebau Leipzig angegliedert und führt die Arbeit auf den Gebieten der Lautsprecher, der Kristall- und magnetischen Mikrofone, der piezoelektrischen Schallplattenabtaster und der Magnettonköpfe weiter. D. Red.

Mit einer bedeutenden Qualitätssteigerung gegenüber allen Vorläufertypen seiner Geräteklasse wurde 1963 im Laboratorium für Elektroakustik des VEB Funkwerk Leipzig die Entwicklung des Kristallmikrofons KM 7063 beendet. Es stellt mit seinen ausgezeichneten Eigenschaften ein Heimmikrofon dar, das in seiner Klasse den Weltstand mindestens mitbestimmt. Es wird nun im VEB Elektrogerätebau Leipzig gefertigt werden. Das neu entwickelte Mikrofon benötigt einen gegenüber den bisher handelsüblichen Kristallmikrofonen nur geringfügigen technischen Mehraufwand. Die Übertragungseigenschaften des KM 7063 sind jedoch denen von dynamischen Mikrofonen mittlerer Qualität und wesentlich höheren technischen Aufwandes gleich.

Entwicklungsforderungen

Neben den Forderungen nach Betriebssicherheit, Austauschbarkeit, möglichst universeller Anbringbarkeit, gefälliger Form und angemessen niedrigem Preis wird der Anwender für ein modernes Heimmikrofon mit einer dem Verwendungszweck entsprechend günstig gewählten Richtcharakteristik die Forderungen nach einer hohen Übertragungsgüte und einer gewissen Beweglichkeit stellen.
In die Übertragungsgüte gehen wesentlich vor allem der Übertragungsbereich [1], der Verlauf der Übertragungskurve in diesem Bereich und der Übertragungsfaktor (die Empfindlichkeit) ein. Die Beweglichkeit wird durch die größte Mikrofonleitungslänge bestimmt, die ohne merkbare Beeinträchtigung der Übertragungsgüte angewendet werden kann. Übertragungsbereichsbreite, Verlauf der Übertragungskurve und Werte des Übertragungsfaktors stehen in enger Beziehung zueinander. Membranfläche, piezoelektrische Konstanten des Wandlerkristalls, Konstruktion des Wandlermechanismus und elektrische Belastung des Mikrofons durch den folgenden Verstärker bestimmen die Maximalwerte des Übertragungsfaktors bei jeder Schallfrequenz. So wird z. B. bei einem schmalen Übertragungsbereich der Übertragungsfaktor groß. Sein Wert läßt sich besonders dann groß angeben, wenn die Übertragungskurve noch dazu nicht linear verläuft, sondern hohe Spitzen oder Buckel aufweist und der Übertragungsfaktor für eine diesbezüglich günstige Frequenz angegeben wird.
Von einem Heimmikrofon für Sprach- und Musikübertragung hoher Übertragungsgüte ist ein ausgeglichener Verlauf der Übertragungskurve, also ohne markante Spitzen und abrupte Einbrüche, zu fordern. Dabei ist es erwünscht, daß die Kurve, etwa bei 1000 Hz beginnend, nach den höheren Frequenzen zu bis etwa 6000 Hz leicht ansteigt. Die Festlegung für die untere und obere Grenzfrequenz und somit den Übertragungsbereich sind sorgfältig nach den Güteforderungen abzuwägen.
Wie mechanoelektrische Wandler, z. B. Schallplattenabtaster, so sind auch akustoelektrische und zu beiden reziproke Wandler meistens in mehreren Funktionsgruppen verkettete Schwingsysteme mit häufig verteilten Massen und Nachgiebigkeiten. Für jede Funktionsgruppe kommen aus der jeweiligen Masse und Nachgiebigkeit sowie vorhandenen Eigendämpfung bestimmte Resonanzen mit in den Gruppen unterschiedlichen Frequenzen und Amplituden zustande. Diese Verhältnisse bewirken einen unstetigen Verlauf der Übertragungskurve.
Eine wichtige Aufgabe des Entwicklers ist es, zum Erreichen der gewünschten Übertragungseigenschaften des Wandlers die Massen, Nachgiebigkeiten und Eigendämpfungen zweckmäßig aufeinander abzustimmen und durch Einbringen definierter zusätzlicher Dämpfungen die Resonanz- und auch zusätzliche Unterteilungsschwingungen in optimalem Maße zu beeinflussen. Das ist beim Kristallmikrofon KM 7063 gut gelungen.
Beim Bemessen der Leitungslänge für ein Kristallmikrofon ist der Wert seiner Wandlerimpedanz zu berücksichtigen. Dem vorwiegend kapazitiven Innenwiderstand des Mikrofons wird die schädliche Kapazität der Leitung parallel geschaltet. Das bringt eine elektrische Dämpfung; der Übertragungsfaktor wird kleiner. Durch Verwenden möglichst kapazitätsarmer Leitungen läßt sich diese Dämpfung in gewissen Grenzen verkleinern. Der zweite oder zusätzliche Lösungsweg ist das Vergrößern der Wandlerkapazität. Diese Maßnahme bringt auch Vorteile bei der Anpassung des Mikrofons an seine elektrische Belastung, da gewisse Anwendungsfälle eine kleine Abschlußimpedanz verlangen können. Bei den üblichen Abschlußwerten ergeben relativ große Wandlerkapazitäten einen guten Verlauf der Übertragungskurve im Bereich der tiefen Frequenzen. Die Vergrößerung der Wandlerkapazität ist so ein weiteres bedeutendes Entwicklungsziel. Es wurde beim Mikrofon KM 7063 ebenfalls erreicht.

Gesamtaufbau und Arbeitsweise

Das Mikrofon KM 7063 ist ein Druckempfänger. Es ist sehr einfach aufgebaut. Die Mikrofonkapsel befindet sich, weich aufgehängt, in einem mit einem Befestigungsbügel versehenen Gehäuse (Bild 1). Die mit ihrem Rand auf einer flachen, luftdichten Metallkapsel befestigte Leichtmetallmembran wird vom Luftschall angetrieben und überträgt ihre Schwingungen über einen zweiarmigen Kopplungsbügel auf das Wandlerelement aus Seignettesalzplatten. Von deren leitenden Belägen werden beim Schwingen (Verformen) die durch den piezoelektrischen Effekt auftretenden elektrischen Ladungen abgenommen

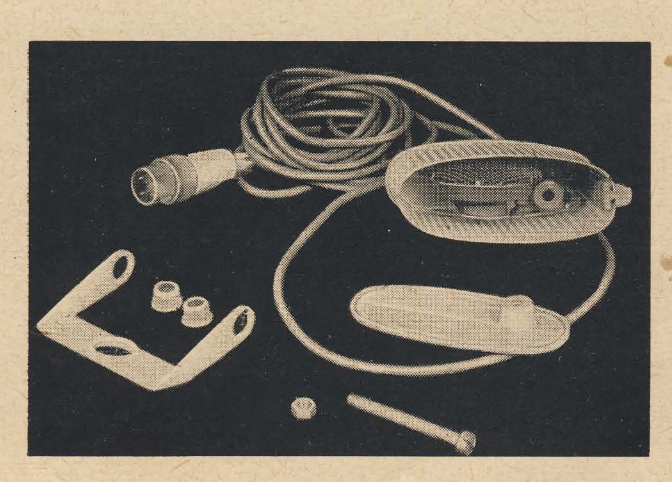


Bild 1: Anordnung der Mikrofonkapsel im Gehäuse

und über eine einadrig abgeschirmte Leitung zum Verstärker geführt.

Wandlerelement

Das Wandlerelement ist eine Schwingeinheit, die aus zwei untereinander verkitteten, quadratischen Seignettesalz-Einkristallplatten von je 0,3 mm Dicke bei 16 mm Kantenlänge besteht. Das Element arbeitet als Sattelbieger [2]. Die großen Flächen der quadratischen Scheiben sind senkrecht zur Kristall-a-Achse geschnitten, die Quadratkanten parallel den Kristallachsen b und c. Zwei diagonal gegenüberliegende Quadratecken der verkitteten Doppelplatte sind im Kapselgehäuseboden gelagert. Die anderen beiden Ecken bewegt der zweiarmige Kopplungsbügel jeweils gleichzeitig in gleicher Richtung senkrecht zur großen Scheibenfläche hin und her (Bild 2).

Bei den Vorläufertypen des VEB Funkwerk Leipzig bestanden die Elektroden außen, auf und zwischen den Platten aus aufgeklebten Metallfolien mit herausgeführten Anschlußfähnchen. Bei parallel geschalteten Platten hatte die Einheit bei einer Temperatur von

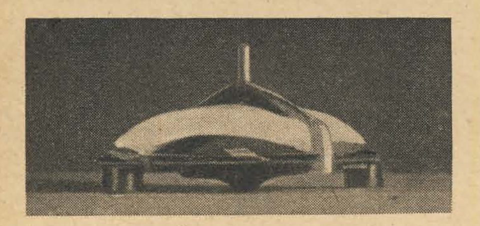


Bild 2: Schwingsystem ohne Membran

22 °C etwa 1000 pF Kapazität. Mit dem Einbau des Wandlerelementes in die Mikrofonkapsel wird seine Kapazität in Abhängigkeit von mechanischer Dämpfung und Lagerung jedoch kleiner, im Grenzfall bis etwa zur Hälfte. Eine 3 m lange Mikrofonleitung mit einer Kapazität von 80 pF/m bewirkt in einem solchen Falle eine Spannungsdämpfung von etwa 3,5 dB am Leitungsende. Beim Wandlerelement des Mikrofons KM 7063 wurde eine Kapazität des freien Elementes von bis zu 4000 pF und im eingebauten Zustand eine Betriebskapazität von etwa 2000 bis 2500 pF erreicht. Bei ihm werden die leitenden Beläge mit einer Graphitsuspension aufgespritzt. Der kolloidale Graphit im Wasser baut sich in das Gitter des wasserlöslichen Seignettesalzes gut ein. Die Plattenabmessungen $16 \times 16 \times 0{,}3\,mm^3$ konnten beibehalten werden, was aus technologischen Gründen und wegen der mechanischen Festigkeit erwünscht war. Umfangreiche Versuche führten dazu, daß heute die Einzelplatten der graphitierten Wandlerelemente teilautomatisch gespritzt werden können, versehen mit einem 1 mm breiten, nichtleitenden Rand und in guter Gleichmäßigkeit der elektrischen Werte. Zur Ableitung sind zwischen und auf den Platten schmale Streifen verzinnter, weicher Kupferfolie angebracht. Das Wandlerelement ist mit einem Lack zum Schutz gegen Feuchtigkeit überzogen.

Mikrofonkapsel

Die Membran ist von nichtabwickelbarer Form („Nawi"). Unerwünschte Unterteilungsschwingungen in ihr sind damit weitgehend vermieden. Die ganz bestimmte Mantellinienkrümmung und die bestimmte Metallfolie der Membran des KM 7063 sorgen mit für das

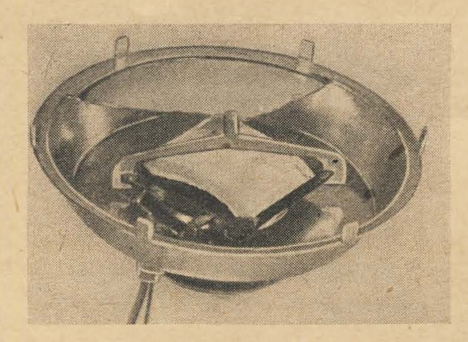


Bild 3: Mikrofonkapsel ohne Schutzgitter (Membran zu zwei Dritteln entfernt)

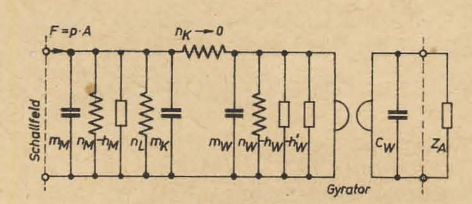


Bild 4: Vereinfachtes Ersatzschaltbild

Erreichen des allgemeinen Verlaufes der gewünschten Übertragungskurve.

Die Nachgiebigkeit der Luft im Kapselgehäuse, die Nachgiebigkeiten und Massen der Membran, des Wandlerelementes und des Kopplungsbügels bilden mit ihren mehr oder minder schon vorhandenen Eigendämpfungen jeweils Resonanzkreise, die in mitunter komplizierter Weise miteinander verbunden sind. Sie wurden so bemessen, daß die resultierende Grundresonanz im Übertragungsbereich liegt und den Übertragungsfaktor hoch hält. Bild 4 zeigt ein vereinfachtes mechanisches Ersatzschaltbild in elektrischer Analogie des mechanischen Schwingsystems für den Fall des Schwingens in der Betriebsschwingrichtung und das elektrische Ersatzschaltbild des Mikrofonausganges. Unterteilungsschwingungen und deren Bedämpfung durch das Zusatzglied sind nicht berücksichtigt.

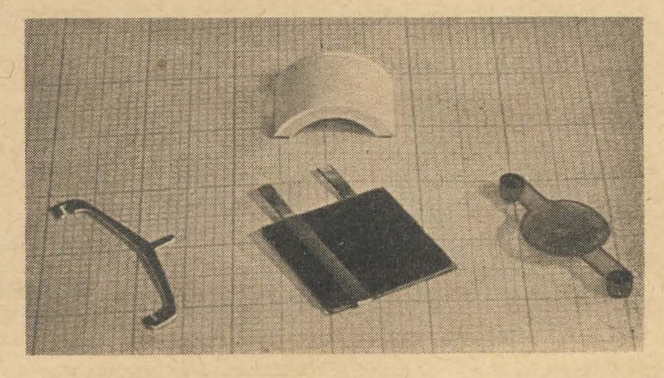


Bild 5: Wandlerelement, Kopplungsbügel, kombinierter Dämpfungs- und Lagerungskörper aus Weichpolyäthylen (rechts), gewölbter Dämpfungskörper aus Gummi (oben)

Hierbei gelten folgende Größen:

F Kraft des Antriebes durch Schalldruck p
A Projektion der wirksamen Membranfläche auf eine Ebene senkrecht zur Drehachse
m Masse
n Nachgiebigkeit
-h Eigendämpfung (exakt: eigener Mitgang)
-h' Zusatzdämpfung (exakt: zusätzlicher Mitgang)
C (elektrische) Kapazität
Z (elektrische) Impedanz

Indices

L Luft in der Mikrofonkapsel
M Membran
K Kopplungsbügel
W Wandlerelement
A Abschluß

Die Luft im Inneren der Mikrofonkapsel bildet eine (versteifende) Feder. Die Nachgiebigkeit des Kopplungsbügels in Betriebsschwingrichtung ist durch zweckentsprechende Formgebung sehr klein gehalten, ein besonderes Dämpfungsglied für ihn wurde in dieser Schwingrichtung nicht vorgesehen. Mögliche Unterteilungsschwingungen quer zu den großen Flächen des Bügels und somit zu seiner Betriebsschwingrichtung werden von einem später beschriebenen Dämpfungsglied mit bedämpft. Die zusätzliche Dämpfung der Membranresonanz wird mittelbar mit von dem für das Wandlerelement vorgesehenen Glied besorgt.

Zum Glätten der Übertragungskurve sind am Wandlerelement zwei Dämpfungsglieder angewendet worden (Bild 5). Das eine ist ein Formteil aus Weichpolyäthylen, einer Mischung von Polyäthylen und Polyisobutylen. Es ist pilzförmig und bedämpft, mit der Hutoberseite ans Wandlerelement angeklebt, die Resonanzschwingungen des Wandlerelementes im ganzen, wobei es sich mit dem kurzen Pilzstiel gegen den Kapselgehäuseboden abstützt. Durch Stege ist dieser Pilz mit den Füßen verbunden, durch die die nichtschwingenden Quadratecken des Wandlerelementes auf dem Kapselgehäuse gedämpft gelagert sind. Das andere Dämpfungsglied ist ein Gummiformteil von der Gestalt eines Sektors eines Hohlzylinders. Es liegt, angedrückt vom Kopplungsbügel, mit der Hohlseite auf dem Wandlerelement und bedämpft die Unterteilungsschwingungen des Elementes selbst, die hier außer den bereits erwähnten Resonanzschwingungen des ganzen Elementes noch auftreten. Durch sorgfältiges Bemessen der Größen und Weichheiten der Formteile und der charakteristischen Eigenschaften von Elastizität und innerer Dämpfung ihrer Werkstoffe ist die mechanische Dämpfung des Mikrofonschwingsystems optimal eingestellt. Infolge dieser günstigen Einstellung ist auch das Verhältnis von Wandlerelementkapazität zu Kapselkapazität vorteilhaft bemessen.

Mikrofongehäuse

Die Gehäuseform wurde unter Mitwirkung der Hochschule für angewandte Kunst Berlin gestaltet. Das Mikrofon liegt leicht und ange-

Fortsetzung auf Seite 339

Oxydische Halbleiterbauelemente mit neuen Kenndaten und Bezeichnungen

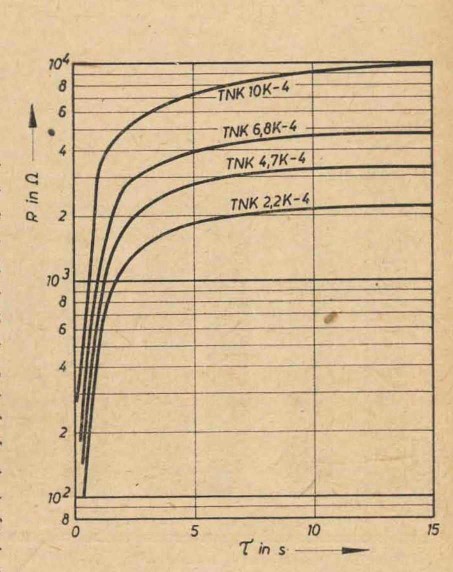
Armierte Kompensationshalbleiter

Für Anwendungsfälle, bei denen ein inniger thermischer Kontakt zwischen dem Chassis und dem Thermistor gewünscht wird, stehen die TNK-10-Typen in der Ausführung „a" zur Verfügung. Der Thermistor ist dabei auf eine Bodenplatte von 2,0 × 3,0 cm² aus verzinntem Messing aufgelötet. Halbleiter mit Kühlblech können somit nur dort eingesetzt werden, wo eine Seite an Masse liegt. Die Befestigung erfolgt durch vier M-3-Schrauben. Wegen der besseren Wärmeabführung sind diese Typen höher belastbar.

Eine andere Ausführungsform der TNK-10-Reihe, bei der der Thermistor guten thermischen Kontakt mit der Bodenplatte besitzt, aber von ihr elektrisch isoliert ist, befindet sich in Vorbereitung. Die Befestigung erfolgt durch einen M-4-Gewindebolzen.

Kompensationshalbleiter für höhere Temperaturen

Alle Kompensationshalbleiter aus dem Herwid-T-Programm arbeiten auch bei Temperaturen bis zu 300 °C noch zuverlässig. Sie werden dafür auf Wunsch ohne Anschlußdrähte und unlackiert geliefert und werden zweckmäßigerweise in eine Klemmeinspannung eingesetzt (diese Einspannung gehört nicht zum Lieferprogramm). Wenn nicht besondere Vereinbarungen getroffen werden, gelten für unarmierte, unlackierte Kompensationshalbleiter die Alterungsgarantien der TNA-Typen. In diesem Fall hat der Anwender den Einbau so vorzunehmen, daß keine Korrosion des Metallbelages auftreten kann. Unarmierte, unlackierte Kompensationshalbleiter können auch direkt in die Schaltung eingelötet werden und passen sich so der modernen Schaltungstechnik an.



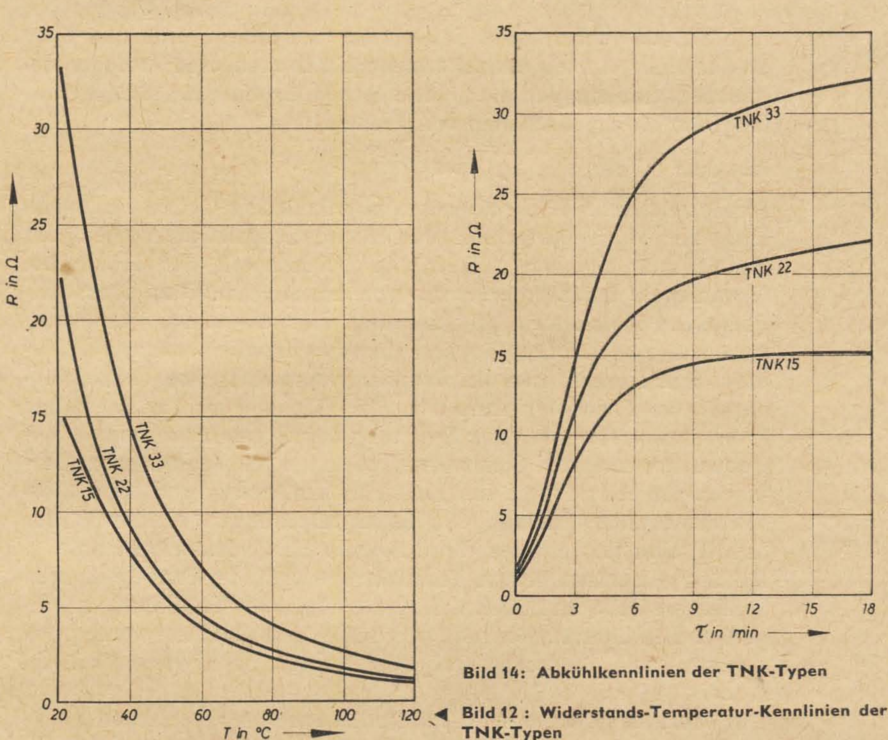
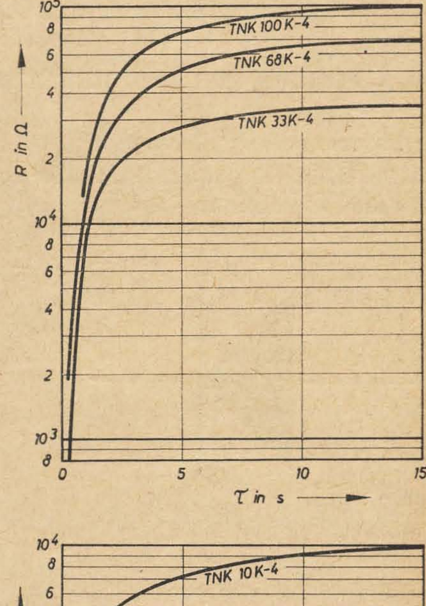


Bild 14: Abkühlkennlinien der TNK-Typen

◄ Bild 12: Widerstands-Temperatur-Kennlinien der TNK-Typen



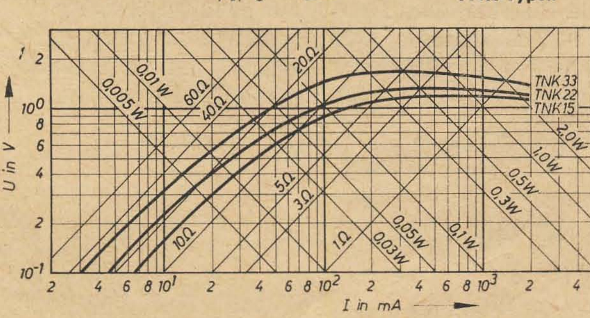
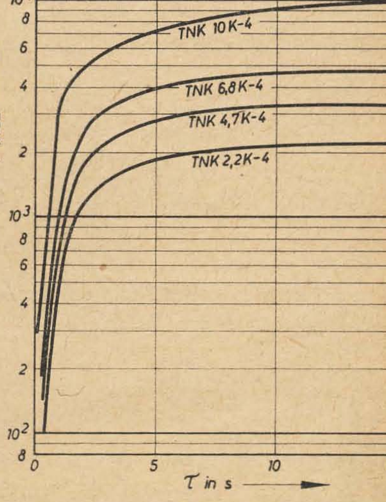


Bild 13: Strom-Spannungs-Kennlinien der TNK-Typen ◄



► Bild 9 bis 11: Abkühlkennlinien der TNK-Typen

radio und fernsehen
13 (1964) H. 11

Reaktanzstufen
Grundschaltungen (2)

El. Rg. Rö. 1
Blatt 2
Labor- und Berechnungsunterlagen
DK 621. 3.011.23

1.6. Die zwei grundsätzlichen Ersatzschaltungen

1.6.1. Die Reihenersatzschaltungen

Bild 5 zeigt, daß sich die vier Schaltungen der Reaktanzstufen durch zwei grundsätzliche Ersatzschaltungen darstellen lassen. Die beiden Schaltungen wirken induktiv und kapazitiv.
Die Größen der Ersatzschaltungen ergeben sich aus den Eingangswiderständen $\mathfrak{R}_{a/b}$ (Bild 6). Die allgemeine Gleichung für alle Schaltungen lautet:

$$\mathfrak{R}_{a/b} = \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{J}_a}$$

bzw. mit $\mathfrak{J}_a = S \cdot \mathfrak{U}_a \cdot \alpha$ und α nach Gl. (3)

$$\mathfrak{R}_{a/b} = \frac{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2}{S \cdot \mathfrak{R}_2} \quad (6)$$

Für die weiteren Betrachtungen dient Tabelle 1. Die Kennzeichnung der einzelnen Schaltungen mit römischen Ziffern erleichtert die Übersicht.

Nähere Betrachtungen der Gl. (6)

(Vorzeichenerklärung: $+ \rightarrow X_L$, $- \rightarrow X_C$)
Für die Schaltungen I und III (Tabelle 1) gilt

$$\left(\mathfrak{R}_{a/b}\right)_{I+III} = \frac{R \pm j X_{L/C}}{\pm j S X_{L/C}}$$

und für die Schaltungen II und IV

$$\left(\mathfrak{R}_{a/b}\right)_{II+IV} = \frac{\pm j X_{L/C} + R}{S \cdot R}$$

In Verbindung mit Tabelle 1 und den beiden vorstehenden Gleichungen ergeben sich die Widerstände $\mathfrak{R}_{a/b}$.
Tabelle 2 enthält die einzelnen Größen und vermittelt gleichzeitig einen zusammenfassenden Überblick.

Schlußfolgerungen aus Tabelle 2

Tabelle 2 zeigt den Aufbau der Gleichungen für $\mathfrak{R}_{a/b}$ der vier Schaltungen. Die Gleichungen setzen sich aus einem Real- und einem Imaginärteil zusammen. Der Realteil beträgt bei allen Schaltungen 1/S. Dieser Realteil, der als Wirkanteil die gewünschte 90°-Phasenverschiebung verhindert, muß gegenüber dem Blindanteil möglichst gering gehalten werden (siehe zusätzliche Bemerkungen zu 1.3.).

1.6.2. Die Parallelersatzschaltungen

Vorteil

Der Vorteil ergibt sich aus dem praktischen Anwendungsfall. Im allgemeinen werden in der HF-Technik frequenzbestimmende Schwingkreise in Parallelschaltung ausgelegt. Die zweckmäßige Rechnung verlangt daher, die parallel zu diesen Schwingkreisen angeordneten frequenzabhängigen Glieder ebenfalls als Parallelschaltung zu betrachten.

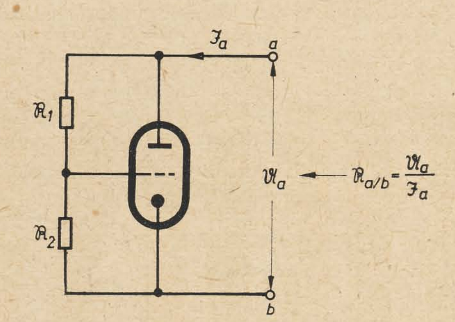


Bild 6

Tabelle 1

$\mathfrak{R}_1$	$\mathfrak{R}_2$	Schaltung	Wirkung der Reaktanzstufe	Bedingung
R	$1/\omega C$	I	induktiv	$\mathfrak{R}_1 \gg \mathfrak{R}_2$
ωL	R	II		
R	ωL	III	kapazitiv	
$1/\omega C$	R	IV		

Umrechnung des Reihenkreises in den Parallelkreis

Bei der Umrechnung geht man davon aus, daß eine Reihenschaltung einer Parallelschaltung gleichwertig ist, wenn ihre Widerstandswerte ebenfalls gleich sind. Es gilt:

$$\mathfrak{G}_P = \frac{1}{\mathfrak{R}_R} = \frac{1}{R' \pm j X_{L/C}}$$

Nach konjugiert komplexer Erweiterung ist

$$\mathfrak{G}_P = \frac{R' \pm j X'_{L/C}}{R'^2 + X'^2_{L/C}} = \frac{R'}{R'^2 + X'^2_{L/C}} \pm j \frac{X'_{L/C}}{R'^2 + X'^2_{L/C}}$$

Für diesen Leitwert gilt auch die Schreibweise

$$\mathfrak{G}_P = \frac{1}{R^*} - j \frac{1}{\omega L^*}$$

bzw.

$$\mathfrak{G}_P = \frac{1}{R^*} + j \omega c^*$$

mit

$$R^* = \frac{R'^2 + X'^2_{L/C}}{R'}$$

$$\omega L^* = \frac{R'^2 + X'^2_L}{X_L'}$$

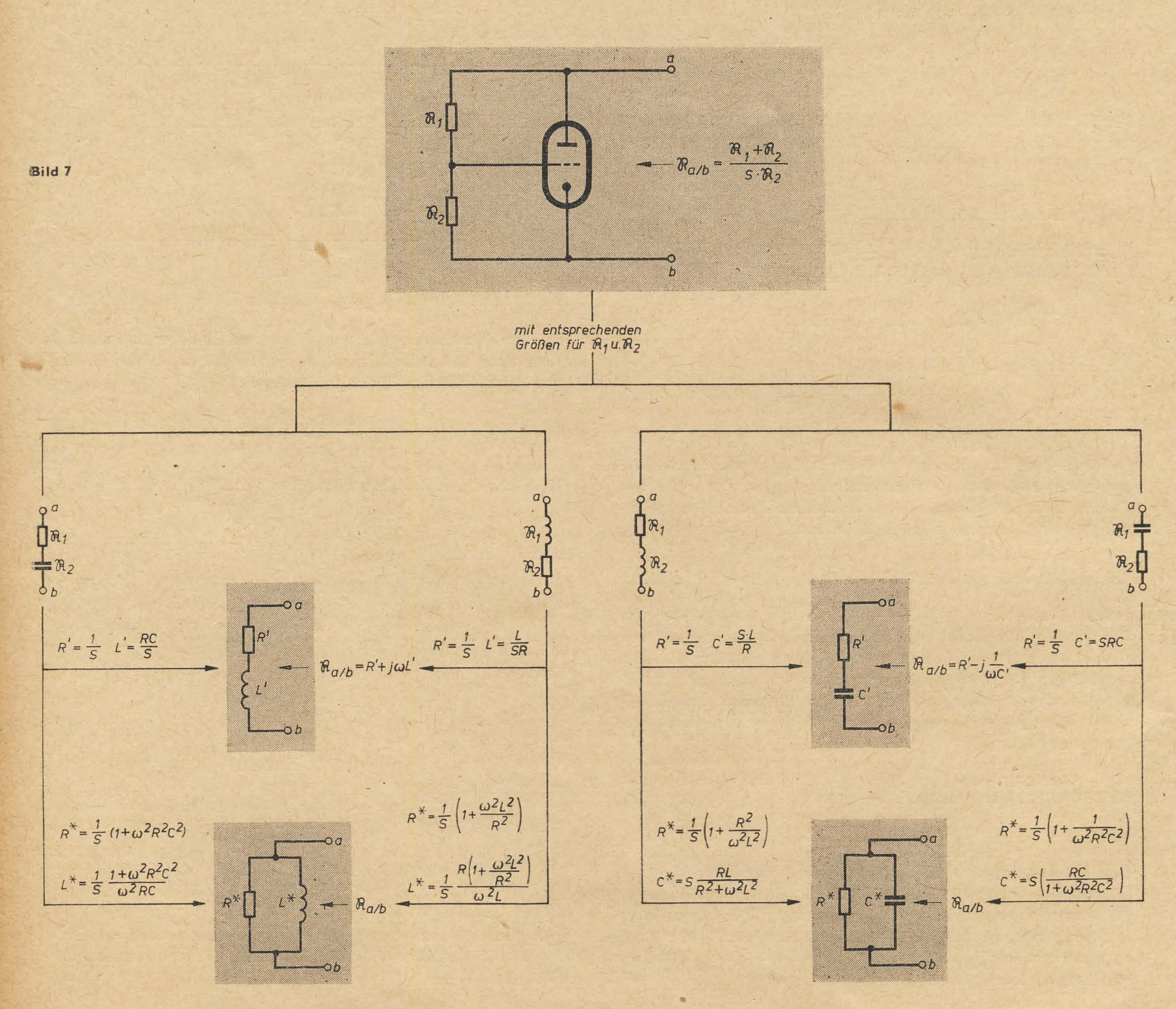
$$\omega C^* = \frac{X'_C}{R'^2 + X'^2}$$

Die genauen Ausdrücke für die entsprechenden Schaltungen sind im Bild 7 enthalten, das gleichfalls einen zusammenfassenden Überblick gibt.

Tabelle 2

Schaltung	$\Re_{a/b}$	Ersatzgrößen	Ersatzschaltung
I	$\frac{1}{S} + j\,\frac{\omega RC}{S}$	$R' = 1/S$ $L' = \frac{RC}{S}$	$\Re_{a/b} = R' + j\omega L'$
II	$\frac{1}{S} + j\,\frac{\omega L}{SR}$	$R' = 1/S$ $L' = \frac{L}{SR}$	
III	$\frac{1}{S} - j\,\frac{R}{\omega L S}$	$R' = 1/S$ $C' = \frac{SL}{R}$	$\Re_{a/b} = R' - j\,\frac{1}{\omega C'}$
IV	$\frac{1}{S} - j\,\frac{1}{\omega RCS}$	$R' = 1/S$ $C' = SRC$	

Bild 7



Fortsetzung von Seite 334

nehm in der Hand, wobei der zum Aufstellen auf den Tisch angebrachte Bügel beigeklappt ist. Mit aufgeklappter Aufstellstütze kann das Mikrofon durch freie Muttern auf Stativen mit 1/4″ oder 1/2″-Gewindebolzen befestigt werden. Die taubenblau eingefärbten Seitenschalen des Gehäuses, der weiße Bügel und die Muttern sind aus Polystyrol, der gelochte Gehäusemantel aus weißgespritztem Blech. Gehäusevolumen und Mantellochung sind so gewählt, daß die Übertragungskurve der Mikrofonkapsel durch das Gehäuse nicht verändert wird. Der Gehäusemantel liegt an der Betriebserde des folgenden Verstärkers. Er wirkt als Abschirmung gegen elektrische und magnetische Störfelder.

Die Mikrofonkapsel ist im Mikrofongehäuse mit einem die etwaige Körperschallübertragung wirksam dämpfenden Schaumgummikörper auf einem Tragwinkel frei vom Mantel nur an einer Stelle befestigt.

Die 2,5 m lange Anschlußleitung endet in einem Diodenstecker. Der Übertragungsfaktor der Mikrofonkapsel wird durch diese Leitung nur um 0,8 dB verkleinert.

Zubehör

Als besonderes Zubehör kann ein 5 m langes Anschlußkabel mit Kupplung und Stecker gewünscht werden. Weiter sind der Vorverstärker Typ MV 4056, Hersteller VEB Funkwerk Kölleda, und das Stativ Typ St 8058, Hersteller VEB Elektrogerätebau Leipzig, dem Mikrofon angepaßt.

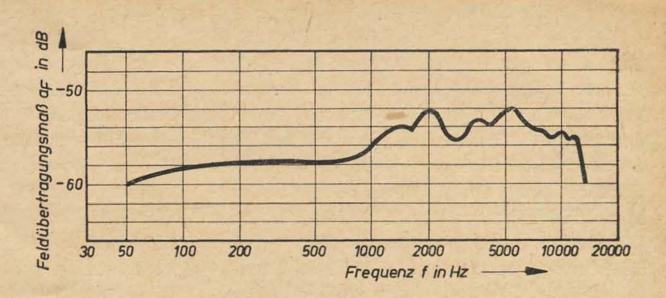


Bild 6: Übertragungskurve des Kristallmikrofons KM 7063 bei einer Meßabschlußimpedanz von 1 MΩ

Technische Daten

Das Mikrofon überträgt subjektiv, also durch Hören beurteilt, Schallereignisse in einer bisher von Kristallmikrofonen nicht verwirklichten Qualität weitgehend natürlich. Der bei piezoelektrischen Mikrofonen vielfach bemängelte sogenannte Kristallklang ist hier vermieden.

Der Übertragungsfaktor verkleinert sich selbst beim Anschließen des 5 m langen Verlängerungskabels und somit bei 7,5 m Leitungslänge gegenüber dem Pegel bei der normalen Ausstattung mit 2,5 m langem Kabel nur um 1,6 dB.

akustische Arbeitsweise:	Druckempfänger
Übertragungsbereich:	50 ··· 12000 Hz
Feld-Betriebsübertragungsfaktor bei 1000 Hz:	$\geqq 1{,}5 \frac{\text{mV}}{\mu\text{bar}}$
	$= 1{,}5 \times 10^{-2} \frac{\text{Vm}^2}{\text{N}}$
Richtcharakteristik	nahezu kugelförmig
Nennabschlußimpedanz:	1 MΩ
elektrische Impedanz bei 1000 Hz:	≈ 80 kΩ
Kapselkapazität:	≈ 2000 pF
Abmessungen:	75 × 53 × 30 mm
Masse einschließlich Kabel und Stecker:	≈ 105 p
Anschlußkabellänge:	≈ 2,5 m
Anschlußstecker:	dreipolig

Die angegebenen elektrischen und elektroakustischen Kennwerte gelten für einen Betrieb bei + 20 °C.

Literatur

[1] TGL 0-45590: Mikrofone; Begriffe, Formelzeichen, Einheiten. Ausgabe Juli 1962

[2] Raue, J.: Zucht und Verarbeitung von Seignettesalzkristallen im VEB Funkwerk Leipzig. radio und fernsehen 4 (1955) H. 4 S. 98—101

CW-Funkmeßverfahren mit reflektierten elektromagnetischen Wellen

Dipl.-Ing. D. ECKHARDT

In der modernen Verkehrstechnik werden in zunehmendem Maße elektrische Meßgeräte, ähnlich den bekannten Impulsradargeräten, eingesetzt, die mit kontinuierlicher Strahlung (CW) arbeiten. Obwohl derartige Geräte sowohl bereits im Schienen- und Straßenverkehr als auch in der Luftverkehrstechnik eingeführt sind, sind ihre Meßverfahren und ihr technischer Stand noch wenig bekannt. Daher soll im folgenden versucht werden, die Grundprinzipien dieser CW-Geräte, soweit sie passive Reflexionsziele betreffen, zu erläutern.

Problemstellung

Die Anwendung von elektromagnetischen Wellen zum Messen von Abständen, Geschwindigkeiten und Beschleunigungen reflektierender Ziele geht auf einen Vorschlag von C. Hülsmeyer aus dem Jahre 1904 zurück. Wie beim Rundsichtradar sollte der Meereshorizont von einem Schiff aus nach reflektierenden Zielen abgetastet werden. Doch lange Zeit beherrschte man die Entkopplung von Sende- und Empfangsantenne, wie sie für ein CW-Verfahren notwendig ist, nicht. Als man in den Jahren vor dem zweiten Weltkrieg die Entwicklung der Radartechnik fieberhaft voranzutreiben begann, konnten daher zuerst nur brauchbare Impulsradargeräte entwickelt werden. CW-Verfahren wurden nur im Flugzeug-Funkhöhenmesser für niedrige Höhen und in Abstandszündern in praktisch eingesetzten Geräten verwendet. Doch haben manche CW-Funkmeßprinzipien Vorteile gegenüber dem Impulsverfahren der bekannten Radargeräte. An der zum Sendeort zurückreflektierten CW-Welle läßt sich messen:

1. der Zielabstand bei frequenzmodulierten Wellen aus der bei Mischung von Sende- und Empfangsfrequenz entstehenden Differenzfrequenz (FM-Höhenmesser),
2. die Zielgeschwindigkeit (in Richtung zum Sender — Empfänger) bei einer unmodulierten Welle aus der Dopplerfrequenz,
3. der Zielabstand und die Zielgeschwindigkeit (in Richtung auf Sender — Empfänger) bei frequenzmodulierten Wellen (Verfahren nach Wittmer),
4. daneben hat man noch die Möglichkeit, die Rückwirkung eines relativ nahen Reflexionszieles auf die Kopplung von Sende- und Empfangsantenne oder über die Sendeantenne auf die Frequenz des auf diese Antenne arbeitenden einstufigen Senders bzw. auch auf dessen Schwingamplitude zu einer Annäherungsanzeige auszunutzen.

Da die Verfahren nach 4. nur geringe Bedeutung erlangt haben, soll im folgenden nur auf die Verfahren nach den Punkten 1. bis 3. eingegangen werden.

Zu Punkt 1.

In der Luftfahrt ist der FM-Höhenmesser allgemein eingeführt und für Verkehrsflugzeuge Bestandteil der Pflichtausrüstung (s. Titelbild). Der FM-Höhenmesser gestattet eine kontinuierliche Messung der Höhe über Grund zwischen etwa minimal 2 m bis maximal etwa 1500 bis zu 6000 m bei einer Genauigkeit von 2 m bis 20 cm je nach Geräteaufwand. Damit ist dem Piloten ein Gerät in die Hand gegeben, mit dem er während des Start- und Landevorganges und bei tieferen Flügen immer eine Kontrolle über den Abstand seines Luftfahrzeuges vom Boden erhält.

Grundprinzip dieser Höhenmesser ist, daß die vom Sender abgestrahlte frequenzmodulierte HF auf Grund unvollständiger Entkopplung

der Antennen für Sender und Empfänger direkt in den Empfänger gelangt und sich dort mit der über das Reflexionsziel (Boden) gelaufenen Rückstrahlung mischt. Diese Rückstrahlwelle hat gegenüber der direkt vom Sender kommenden eine dem Zielabstand entsprechende Verzögerung, die sich jetzt beim Mischvorgang im Zustandekommen einer Differenzfrequenz äußert (Bild 1). Da die mittlere Differenzfrequenz bei solchen Höhen-

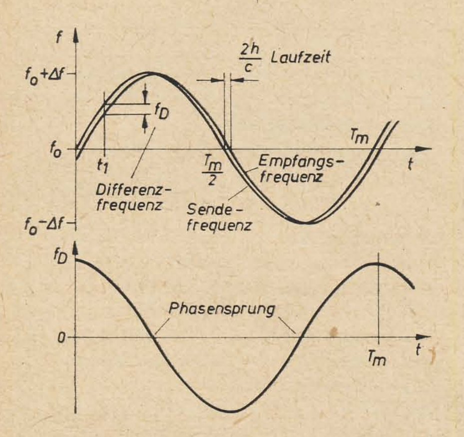


Bild 1: Das Zustandekommen von f_D beim FM-Höhenmesser

messern mit periodisch wiederkehrender Modulation (z. B. Sinus-, Sägezahn- oder Trapezmäander) der Wegdifferenz zwischen den beiden empfangenen Wellenzügen direkt proportional ist, muß sie nur nach der Mischstufe verstärkt und zur Anzeige gebracht werden. Immer nach einer halben Periode $T_m/2$ hat die Differenzfrequenzspannung einen Phasensprung von 180°. Diese Tatsache und die Forderung nach kontinuierlicher Anzeige des Mittelwertes $|f_D|$ erfordern, daß f_D in einer Frequenzzeiger- oder Zählschaltung gemessen wird. Dazu leitet man die im Mischvorgang gewonnene Differenzspannung über einen

Bild 2: Die Auswertung von f_D im Frequenzzähler

Tiefpaß, der für den maximalen zu messenden Zielabstand bemessen ist (obere Grenzfrequenz), und begrenzt sie nach entsprechender Verstärkung auf eine bestimmte Größe. Danach wird differenziert und gleichgerichtet (Bild 2). Da in der Differenzierschaltung immer Impulse gleicher Form und Größe (damit gleichen Ladungsinhaltes) entstehen, wenn U_D einen Nulldurchgang hat, ist der mittlere Gleichstrom der mittleren Häufigkeit der Nulldurchgänge von U_D und damit der mittleren Differenzfrequenz direkt proportional.

Wird mit so einem Gerät ein Einzelziel angemessen, so ergibt sich in der Anzeige ein Stufeneffekt, d. h., die Anzeige ist in Stufen, die durch die Modulation gegeben sind, gequantelt. Das kommt daher, daß ein Zählverfahren zur Messung verwendet wird, bei dem in der Zeitbasis $T_m/2$ nur eine ganze Zahl von Nulldurchgängen gewählt werden kann. So werden entweder n oder n + 1 Impulse erzeugt.

Die mittlere Differenzfrequenz $\bar{f}_D$ errechnet sich zu $\left(\frac{2h}{c} \ll \frac{1}{f_m}\right)$:

$$\bar{f}_D = 4\,\Delta f f_m \frac{2h}{c}$$

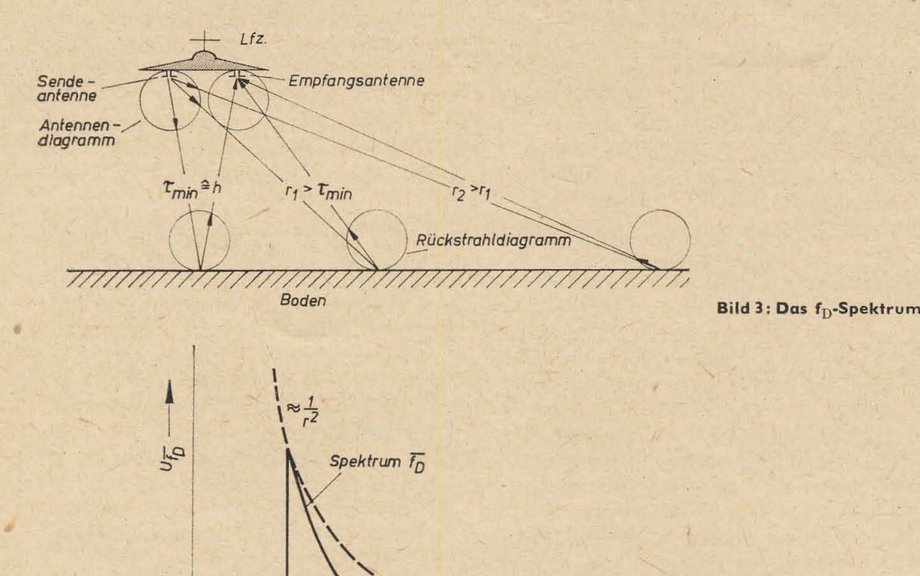
Darin bedeuten Δf Modulationshub; f_m Modulationsfrequenz; h Zielabstand; c Lichtgeschwindigkeit.

Aus der vorhergehenden Betrachtung folgt, daß $f_D = n \cdot f_m$ ist (n ganzzahlig), und damit wird der Stufeneffekt $\Delta h = c/(8\,\Delta f)$ umgekehrt proportional zum Frequenzhub. Man sucht den Stufeneffekt klein zu halten, indem Δf groß gewählt wird, doch ist dieser Effekt für größere Höhen nicht so von Bedeutung, wie es hier scheinen mag. Im Empfänger des Flugzeughöhenmessers wird ja ein ganzes Spektrum $\bar{f}_D$ erzeugt, denn wie Bild 3 zeigt, sind ja unterschiedliche Laufwege mit allen Längen zwischen dem kürzesten Abstand und unendlich großen zu beachten. Doch ist dabei von Vorteil, daß die größeren Rückstrahlwege nur sehr schwach am Empfänger zur Wirkung kommen können, weil erstens die Feldstärke mit dem Quadrat der Entfernung sinkt und zum zweiten sowohl die Sende- und Empfangsantenne als auch der Rückstrahlkoeffizient des Bodens Richtcharakteristiken besitzen, die die flachen Abstrahlwinkel benachteiligen. Damit kommt dann die gezeichnete Amplitudenverteilung im f_D-Spektrum zustande. Der Anzeigeteil, der Frequenzzähler, hat also die Aufgabe, den näheren Bereich um $f_{D\,min}$ nur anzuzeigen und die höheren Frequenzen im f_D-Spektrum zu unterdrücken. Das erreicht man, indem man den Amplitudenfrequenzgang des Empfängerverstärkers der Ausbreitungsgleichung anpaßt. Größere Höhen ergeben kleinere Empfangsfeldstärken nach $E \approx 1/h^2$. Um immer die tiefste Frequenz $\bar{f}_D$ (entspricht der Entfernung zum nächsten Hindernis) anzuzeigen, wird der Anstieg der Verstärkung über der Frequenz f_D kleiner gemacht, als es der Ausbreitungsgleichung entspräche, und damit werden die tieferen Frequenzen bevorzugt (Bild 3).

Die obere Grenzfrequenz des Verstärkers wird nach der Maximalhöhe festgelegt, für die der Höhenmesser ausgelegt ist. Damit höhere Frequenzen nicht zu Fehlanzeigen führen, wenn sie mit großen Amplituden einstreuen, soll die Verstärkung oberhalb f_o steil abfallen. Die maximale Meßhöhe des Höhenmessers ergibt sich normalerweise aus der Erwägung, daß auch bei schlechtest reflektierendem Boden die Empfangsfeldstärke noch mit Sicherheit, d. h. um den Faktor 2 bis 4, über der liegen muß, bei der die Anzeige aussetzt (Kippfeldstärke). In manchen Höhenmessern wird allerdings auch durch ein Warnschild vor der Anzeige angegeben, wann dieser Wert unzuverlässig ist. Diese Geräte sind dann so ausgelegt, daß sie für Höhen bis zu etwa der doppelten minimal vorkommenden Kipphöhe messen können. Kipphöhe nennt man die Höhe, bei der der Höhenmesser nur noch eine so geringe Empfangsfeldstärke vorfindet, die nicht zur einwandfreien Arbeitsweise ausreicht. Die Kipphöhe ist bodenabhängig. Die Frequenz f_u, die der kleinsten noch sicher anzeigbaren Höhe entspricht, ist dadurch bestimmt, daß ab dieser Höhe die Höhenanzeige innerhalb der Gerätegenauigkeit liegen muß. Sie ist bedingt durch den Stufeneffekt, durch die unterschiedliche Aufstellung von Sende- und Empfangsantenne, dadurch, daß niederfrequente Felder in den Empfänger einstreuen können u. dgl.

Um bei kleinen Höhen einen geringen Stufenfehler zu erhalten, wird Δf groß gewählt. Das bedeutet aber, daß der Empfänger sehr breitbandig sein muß und die für große Höhen notwendige Empfindlichkeit nur schwer erreicht wird. Die Modulationsfrequenz f_m darf nur so groß gemacht werden, daß mit Sicherheit keine Mehrdeutigkeiten auftreten können. f_m liegt für die üblichen Höhenmesser bei etwa 100 Hz. Eine Höhe von $h = c/(T_m \cdot 2) = 1{,}5 \cdot 10^6$ m bei diesen Höhenmessern würde bedeuten, daß die Differenzfrequenz Null entstünde, da diese nach einem Laufweg von $T_m/2$ ihr Maximum überschreitet und wieder kleiner wird. Diese Höhen werden aber nie erreicht, und die Empfindlichkeit der üblichen Höhenmesser reicht auch nicht aus, um dann noch eine Anzeige zu ermöglichen. Von der Empfindlichkeit her, die kleine Empfängerbandbreiten fordert, ist eine niedrige Modulationsfrequenz zweckmäßig. In den bekannten Geräten wird f_m zu etwa 100 Hz gewählt, weil damit der untere Grenzwert erreicht ist, bei dem die Brummeinstreuungen, die Vibrations- und die Rauschmodulation des Senders sowie das Funkelrauschen des Empfängers gerade noch genügend klein gehalten werden können, so daß die Arbeitsweise des Gerätes nicht gestört wird. Bei großen Höhen hat der Stufeneffekt keine Bedeutung mehr. So kommt man dazu, den Senderhub umzuschalten und so z. B. den Bereich von 0 bis 150 m und nach Umschaltung 1 zu 10 den Bereich 0 bis 1500 m zu messen, wobei im Anzeigeteil nur die Skala und die Empfindlichkeit umgeschaltet werden müssen. In

anderen Geräten wird der Senderhub so geregelt, daß die Differenzfrequenz f_D konstant bleibt und der Frequenzhub zur Anzeige verwendet werden muß. Das hat den Vorteil einer konstanten relativen Genauigkeit und gestattet, logarithmische Höhenskalen zu verwenden.



Zu Punkt 2.

Ähnliche einfache Lösungsmöglichkeiten ergeben sich für die Messung von Geschwindigkeiten eines Reflexionszieles nach Punkt 2. Die Dopplerverschiebung der vom Ziel reflektierten Wellen gestattet es, die Differenz der Relativgeschwindigkeitskomponenten auf der Verbindungslinie Sender — Ziel — Empfänger zu messen. Zu diesem Zwecke wird die reflektierte empfangene mit der (unmodulierten) Senderspannung gemischt und die Differenzfrequenz des Mischproduktes in m/s nach entsprechender Verstärkung zur Anzeige gebracht. Nach Doppler gilt für den Fall, daß Sende- und Empfangsantenne am gleichen Ort aufgestellt sind, die Beziehung:

$$f_d = 2 f_0 \frac{v_r}{c}$$

darin bedeuten: f_0 Senderfrequenz; v_r Differenz der Geschwindigkeitskomponenten von Ziel und Sender-Empfänger-Antennen in Richtung der Verbindungslinie; c Lichtgeschwindigkeit. Der Faktor 2 kommt daher, daß das am Ziel schon dopplerverschobene Signal auf dem Weg zum Empfänger noch einmal verschoben wird. Man erkennt daraus, daß die Dopplerfrequenz stetig ist. Für technisch interessante Geschwindigkeiten zwischen etwa 10^0 und 10^3 km/h ergeben sich relative Dopplerverschiebungen von etwa $f_d/f_0 \approx 2 \cdot 10^{-9} - 2 \cdot 10^{-6}$. Schon daraus ist ersichtlich, daß kleine Geschwindigkeiten nur mit sehr hohen Senderfrequenzen f_0 gemessen werden können, denn es ist zweckmäßig, $f_d > 100$ Hz zu machen, um keine Netzeinstreuungen zu bekommen. Da hier unmodulierte Wellen abgestrahlt werden, ist es auch vom technischen Standpunkt aus zweckmäßig, hohe Frequenzen f_0 anzuwenden. Man kommt damit zu kleinen scharf bündelnden und leicht verkleidbaren Antennen. Außerdem sind unmodulierte Sender für Wellenlängen bis ins mm-Wellengebiet leicht aufzubauen. Diese Dopplergeräte haben ferner noch den großen Vorteil, daß sie mit geringen Empfängerbandbreiten (gegeben durch die höchste noch meßbare Zielgeschwindigkeit) auskommen und somit wesentlich empfindlicher sind, als vergleichbare FM-Geräte nach Punkt 1. Denn in dieser Technik hat man die Möglichkeit, das Empfängerdurchlaßband so zu legen, daß Funkelrauschen, Brummeinstreuungen, Vibrationsklingen und dgl. keine Bedeutung haben — im Gegensatz zu den FM-Höhenmessern. Um Sender und Empfänger gut zu entkoppeln, wie es zum Erreichen optimaler Empfindlichkeit erforderlich ist, wird auch oft der Sender getastet und der Empfänger nur während der Senderimpulspausen betrieben. Dabei wird

Bild 3: Das f_D-Spektrum

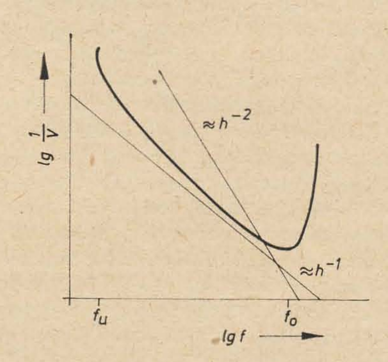


Bild 4: Frequenzgang des Empfängers im FM-Höhenmesser

allerdings ein mit dem Sender genau frequenzsynchron laufender durchschwingender Vergleichsoszillator benötigt. Indem man die Verzögerung des Empfangsimpulses gegen den Senderimpuls mißt, läßt sich außerdem einfach der Zielabstand ermitteln. Damit ist ein solches Gerät Gegenstück zum MTI-Radar.

Der Anwendungsbereich dieser Geräte erstreckt sich von einfachen Warn-, Überwachungs- und Steuergeräten bis hin zu den Dopplernavigatoren. So ist es z. B. im Rangierbetrieb wichtig, neben dem Wagengewicht, daß mit einer automatischen Waage während des Rangierens ermittelt werden kann, auch die Geschwindigkeit des abrollenden Wagens genau zu messen, um dann durch über Rechner von diesen beiden Meßstellen gesteuerte Gleisbremsen den Rangierbetrieb automatisch abwickeln zu können. Wichtig sind solche Geräte auch in der Schiffahrt für das Anlegemanöver und in der Luftfahrt für automatisierte Landungen. Daneben werden neuerdings in allen Ländern sogenannte Verkehrsradargeräte eingesetzt, die eine den heutigen Straßenverkehrsdichten angemessene Geschwindigkeitskontrolle ermöglichen. Die Antenne dieses Gerätes wird am Straßenrand schräg gegen die Fahrtrichtung aufgestellt. Damit eine bestimmte Geschwindigkeit angezeigt wird, wenn sich ein Fahrzeug nähert, muß das Antennendiagramm schmal sein und somit die Meßzeit kurz. Eine kurze Meßzeit wird allerdings auch schon deshalb verlangt, weil in einer Kolonne die Geschwindigkeit der einzelnen Autos gemessen werden soll. Das führt zu einer komplizierten Meßschaltung. Die Meßzeit wird zu etwa 0,1 s gewählt, damit während dieser Zeit die Dopplerverschiebung und die Geschwindigkeit genügend genau ermittelt werden können. Dazu kommt eine Vorbereitungszeit von 0,1 s je Fahrzeug, in der die Dopplerfrequenz konstant sein muß, um den Meßvorgang auszulösen. So beträgt die Meßstrecke für $v = 10^2$ km/h etwa 5 m. Das Verfahren kann außerdem noch automatisiert werden, indem mit dem Meßwerk eine Kamera gekoppelt wird, die das Autokennzeichen und die Geschwindigkeitsanzeige festhält. Die Genauigkeit beträgt 2,5%.

Viel größere Bedeutung als für den Straßen- und Schiffsverkehr hat die Dopplertechnik heute aber schon für die Luftfahrt. Auf dem Dopplereffekt aufbauend sind Geräte entwickelt worden, die eine autonome Weitstreckennavigation (unabhängig von Bodenstationen) vom Startflughafennahverkehrsbereich zum Zielnahverkehrsbereich ermöglichen. Über entsprechende Rechner lassen sich diese Geräte auf den Autopiloten schalten und setzen damit das Flugzeug in die Lage, selbständig auf einem günstigen Weg zum Ziel zu gelangen. Derartige „Dopplernavigatoren" werden bereits in der Weitstreckenverkehrsluftfahrt angewendet. Grundprinzip dieser Geräte ist, daß man mit mindestens drei in verschiedene Richtungen zeigenden Dopplerfühlern, das sind scharf gebündelte Strahlungskeulen, mit denen die Relativgeschwindigkeit zwischen Sender-Empfänger und dem Rückstrahlgegenstand (Erdboden) ermittelt wird, die Geschwindigkeit des Flugzeuges nach den drei Achsen eines räumlichen Koordinatensystems messen kann. Im allgemeinen werden vier Dopplerfühler verwendet, die schräg nach unten nach Steuerbord vorn und hinten und nach Backbord vorn und hinten zeigen (Bild 5). Die verwendeten Frequenzen liegen im 5-cm- und 3-cm-Bereich. Da die Vertikalgeschwindigkeit im allgemeinen nur gering bleibt und damit nur schwer auf diese Weise meßbar ist, sind die üblichen Dopplernavigatoren nicht dafür eingerichtet. Diese Geräte messen somit nur die Horizontalgeschwindigkeit. Üblicherweise

wird das so gemacht, daß die Strahlen Backbord-vorn mit Steuerbord-hinten und Steuerbord-vorn mit Backbord-hinten zusammengefaßt und die nach diesen beiden Richtungen erzielten Meßwerte verglichen werden. Sind sie unterschiedlich, so wird die Antenneneinheit, die die Sende- und Empfangsantennen für alle vier Strahlen trägt, so weit aus ihrer Ausrichtung nach der Flugzeuglängsachse herausgedreht, bis die Gleichheit der Dopplerfrequenzen in beiden Meßrichtungen hergestellt ist und damit die Antenneneinheit auf den richtigen Kurs über

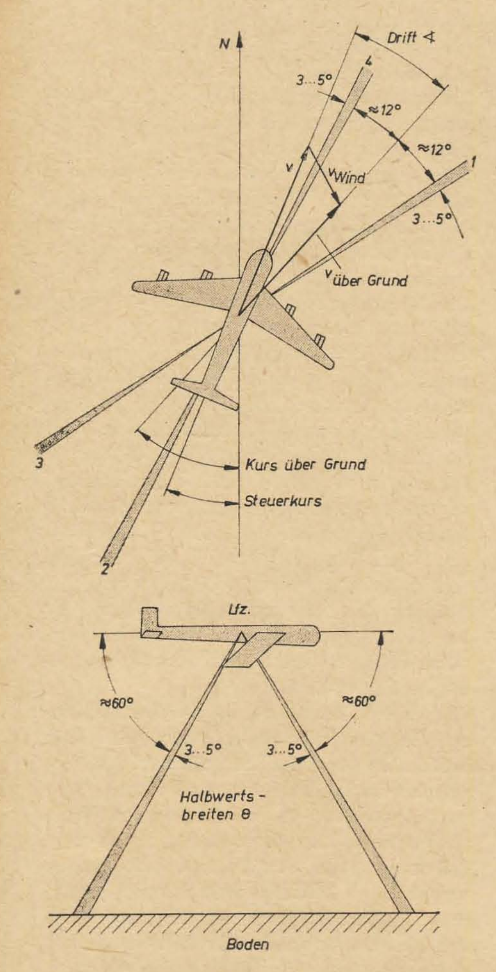


Bild 5: Die Meßfühler beim Dopplernavigator

Grund ausgerichtet ist. Die Winkeldifferenz zwischen Flugzeuglängsachse und Achse der Antenneneinheit ist der Driftwinkel. Die Neigung der Dopplerfühler nach unten wird im allgemeinen etwa 60° gemacht. Damit ist die Dopplerfrequenz, die man mißt, aber nur halb so groß, wie sie maximal sein könnte. Dieser Wert stellt einen Kompromiß dar zwischen einer möglichst hohen Dopplerfrequenz und hoher Empfangsfeldstärke, die bei 0° und 90° ihr Maximum haben. Außerdem bringt die Neigung nach unten noch den Nachteil, daß sich im Steig- und im Sinkflug die Neigung ändert und dabei Fehler entstehen, die entweder durch einen Rechner korrigiert werden müssen, oder die es erforderlich machen, die Antenneneinheit zu stabilisieren. Die benötigten Vergleichswerte liefert die Kreiselzentrale der Flugzeuge. Bei großer Fluglageänderung versagt der Navigator, da die Dopplerfühler jetzt die Erdoberfläche gar nicht mehr oder nur zu flach treffen. Für diesen Fall ist der Rechner, der aus den Dopplermeßwerten Driftwinkel, geflogenen Weg und wahre Geschwindigkeit über Grund und den Kompaßausgangsgrößen den Standort, die Zielrichtung und Entfernung u. dgl. ermittelt, so aufgebaut, daß er mit den letzten Meßwerten weiterrechnet und so die Standortanzeige mit guter Genauigkeit weiterläuft, bis die Anlage wieder einwandfrei arbeiten kann.

Eine Schwierigkeit bei den Dopplernavigatoren ist die Tatsache, daß eine ideal glatte spiegelnde Erdoberfläche nur eine sehr geringe Rückstrahlung ergibt und außerdem keine Dopplerverschiebung zuläßt. Der Strahl des Dopplerfühlers gleitet, ohne hängen zu bleiben, über die Fläche. An den im Normalfall immer vorhandenen Unebenheiten der Erdoberfläche ergeben sich aber Dopplerverschiebungen, weil sich Sender — Empfänger in der Zeit, in der ein Rückstrahlziel am Boden vom Dopplerfühler getroffen wird, bewegen. Dieses immerwährende Hängenbleiben des abtastenden Strahls an einer Unebenheit und das Springen zur nächsten ergeben ein breites Dopplerspektrum (ähnlich Bild 3). Damit diese Aufspaltung nicht zu stark und damit die f_d-Messung schwer wird, macht man die Strahlen in der Wegrichtung nur etwa 3° bis 5° breit, obwohl schärfere Bündelungen größere Reichweiten und damit größere Einsatzhöhen ermöglichen. Man mißt die Dopplerfrequenz, indem man sie mit der von einem Tonradgenerator abgegebenen Frequenz vergleicht und daraus eine Regelgröße für den Tonradgenerator gewinnt. Die Tonraddrehzahl, die somit der Dopplerfrequenz immer folgt, wird mit einem Tachometer als Geschwindigkeit über Grund angezeigt. Den zurückgelegten Weg zeigt ein mit dem Tonrad gekoppelter Umdrehungszähler an. Dieses Meßsystem ermöglicht eine einfache Geschwindigkeitsintegration, um zum zurückgelegten Weg zu kommen, und garantiert gute Genauigkeit und Betriebssicherheit. Solche Geräte für die zivile Luftfahrt wiegen etwa 50 kp und sind damit auch für kleinere Flugzeuge einsetzbar. Sie arbeiten in Höhen zwischen 50 m und 15 000 m, einem Geschwindigkeitsbereich von 150 bis 1800 km/h und bei maximalen Driftwinkeln von 30° mit Genauigkeiten von besser als 1%. Lediglich im Flug über dem Meer ist die Genauigkeit geringer (etwa 2%). Auf Grund dessen, daß die Dopplerfühler die Relativgeschwindigkeit des Flugzeuges gegen die am Erdboden bzw. der Seeoberfläche reflektierenden Rauhigkeiten messen, ergibt sich, daß die Wellenbewegung auf dem Meer zusätzliche Fehler verursacht und daß bei Windstärken unter Beaufort 2 die Anzeige in größeren Höhen ausfällt, weil dann die See zu glatt ist.

Und nun noch ein Wort dazu, wie die für den Dopplernavigator notwendige Empfindlichkeit erreicht wird.

Da die Sendeleistungen bei einigen Watt liegen und zweckmäßig nicht erhöht werden, müssen die Empfänger sehr empfindlich sein. Das erfordert eine schmale Durchlaßkurve und rauschoptimale Schaltungen. Um die Senderrausch-, -brumm- und -vibrationsmodulation nicht als Fehlergrößen mit ins Dopplerspektrum zu bekommen, können grundsätzlich zwei Wege eingeschlagen werden. Einmal wird der Sender getastet (Folgefrequenz 50 kHz, Pulsdauer 4 μs) und die Signale der in einem Meßzweig liegenden Antennen (z. B. Backbord vorn und Steuerbord hinten) miteinander gemischt. Man erhält die doppelte Dopplerfrequenz, weil die Verschiebungen nach vorn positiv und nach hinten gleich groß negativ sind. Der Empfänger ist gesperrt, sobald der Sender aufgetastet wird. Das bedingt zwei Nachteile. Da beide Empfangssignale sehr klein sind, ist die Mischsteilheit nur gering, und bei geringen Höhen wird die Meßzeit dadurch noch kürzer als 4 μs je 20 μs entsprechend der Folgefrequenz, da das reflektierte Signal schon wieder zum Empfänger gelangt, wenn der Sender noch aufgetastet ist.

Zum anderen kann auch eine Frequenzmodulation verwendet (Hub 50 ‰, Modulationsfrequenz 400 kHz) und die Sende- und Empfangsfrequenz direkt gemischt werden. Die dabei nach dem FM-Höhenmesserprinzip zustandekommende Differenzfrequenz liegt bei der Minimaleinsatzhöhe von 15 m schon bei 9 MHz und damit über der ZF von 2,4 MHz. Beim FM-Höhenmesser wurde bereits gezeigt, daß die Differenzfrequenz, die die Höheninformation enthielt, nicht wirklich real vorhanden war. Das drückte sich in den 180°-Phasensprüngen beim Nulldurchgang von f_D aus. Das Differenzsignal besteht aus Oberwellen der Modulationsfrequenz. Man kann sich das auch so vorstellen, als ob eine frequenzmodulierte Welle mit dem Differenzfrequenzhub zwischen Sende- und Empfangswelle demoduliert würde. Bei geringen Höhen und damit kleinen Differenzfrequenzhüben sind die Oberwellen höherer Ordnung der Modulationsfrequenz nur mit kleinen Amplituden vertreten. Mit zunehmender Höhe bekommen die hohen Oberwellen immer mehr Gewicht. Die ZF des Marconi-Dopplernavigators ist auf 2,4 MHz abgestimmt. Diese sechste Oberwelle hat auch die Dopplerverschiebung der Empfangswelle, liegt aber weit genug vom Träger weg, um von Störmodulation frei zu sein. Sie wird mit der versechsfachten Modulationsfrequenz nach entsprechender Verstärkung zu f_d heruntergemischt. So ein System hat eine größere Empfindlichkeit als das oben genannte. Auch hier tritt in konstanten Höhenstufen von 375 m eine Unstetigkeitsstelle auf, da dann die reflektierte und empfangene Welle um 2,5 μs (eine Modulationsperiode) gegen die Sendewellen verzögert und der Differenzfrequenzhub Null ist. Doch auch diese Unstetigkeiten verschleifen mit zunehmender Höhe.

Zu Punkt 3.

Neuere, auf einem Vorschlag von K. J. Witmer beruhende Verfahren, die auch mit Frequenzmodulation arbeiten, zeigen eine gewisse Ähnlichkeit mit dem Prinzip des Marconi-Dopplernavigators. Eine sinusförmig frequenzmodulierte Welle wird abgestrahlt und nach Reflexion am Ziel wieder empfangen. Jetzt wird die Empfangsfrequenz mit der um die mittlere ZF vergrößerten Senderfrequenz gemischt und so eine ZF gewonnen, deren Frequenzhub der Entfernung des Reflexionszieles direkt proportional ist. Der ZF-Frequenzhub ist der Differenzfrequenzhub von Sender- und Empfangsfrequenz Δf_D. Dieser Frequenzhub kann nach Begrenzung und FM-AM-Umwandlung direkt als Ziel-

Ein Transistoreichpunktgeber für den Funkamateur

Nach § 16 Abs. 1 der Amateurfunkordnung muß jede Amateurfunkstelle eine geeignete Frequenzkontrolleinrichtung besitzen. Zur Erreichung der erforderlichen Genauigkeit verwendet man vorteilhaft Quarzoszillatorschaltungen. Da aber 100-kHz- oder 1-MHz-Eichpunktquarze sehr teuer und schwer beschaffbar sind, soll im folgenden ein anderer Weg gezeigt werden, der zu gleichen Ergebnissen führt.

Schaltung

(Bild 1)

Der Transistor (T_1) erzeugt eine Quarzfrequenz, die harmonisch zu der am Ausgang gewünschten Frequenz liegt. Die verwendete Schaltung kann man mit einer Clapp-Schaltung von der Röhrentechnik her vergleichen, nur daß die größere Kapazität hier zwischen Basis und Emitter geschaltet ist. Der Kondensator C_1 ist variabel ausgeführt, um maximale HF-Spannung zu erzeugen. Der Arbeitspunkt des in Kollektorschaltung arbeitenden Transistors (T_1) wird durch R_1 festgelegt; sein Wert kann von Fall zu Fall etwas schwanken und ist von der Stromverstärkung von T_1 abhängig. Das gleiche trifft für alle übrigen Basiswiderstände zu. Um den Quarzoszillator durch die beiden LC-Oszillatoren, die auf einer Subharmonischen des Quarzoszillators schwingen, nicht zu stark zu belasten, ist diesem eine Impedanzwandlerstufe (T_2) nachgeschaltet. Sie verhindert außerdem Rückwirkungen auf den Quarzoszillator. Der 1-MHz-Oszillator schwingt in Colpittsschaltung. Im vorliegenden Fall wird dieser Oszillator bei jeder dritten Schwingung des Quarzoszillators angestoßen und somit synchronisiert. Die HF wird über C_4 eingekoppelt. Am Emitter von T_3 ist nun die 3-MHz-, die 1-MHz- und die 100-kHz-Schwingung vorhanden. Der 100-kHz-Oszillator ist genau wie der 1-MHz-Oszillator aufgebaut, er wird von diesem über C_5 mit jeder zehnten Schwingung synchronisiert. Zur Erzeugung von Eichpunkten von 1 MHz Abstand ist der 100-kHz-Oszillator mit S_2 abschaltbar. Die in Emitterschaltung arbeitende Verstärkerstufe verstärkt das am Emitter von T_3 vorhandene Frequenzgemisch auf etwa 2 V_{eff} und wird über C_{13} dem Ausgang zugeführt. Diese Stufe verhindert ein Aussetzen der Oszillatoren, falls der Ausgang kurzgeschlossen wird. Bei loser Ankopplung des Ausgangs an einen Kurzwellenempfänger sind im 10-m-Band die 100-kHz-Träger noch mit Signalstärken von S 9+ vorhanden. Mit einem empfindlichen 2-m-Converter können die Oberwellen noch mit S 8 bis S 9 festgestellt werden, wobei der Ausgang ebenfalls sehr lose angekoppelt ist. Wird er direkt an einem UKW-Empfänger angeschlossen, so sind die Träger auch mit weniger empfindlichen Empfängern nachzuweisen. Zum besseren Auffinden der Träger ist es möglich, T_5 zu modulieren. Die Stromversorgung erfolgt aus Batterien. Es wurden vier Monozellen verwendet, deren Lebensdauer infolge der geringen Stromaufnahme (≈ 4,5 mA) bei intermittierendem Betrieb praktisch von der Lagerfähigkeit abhängig ist.

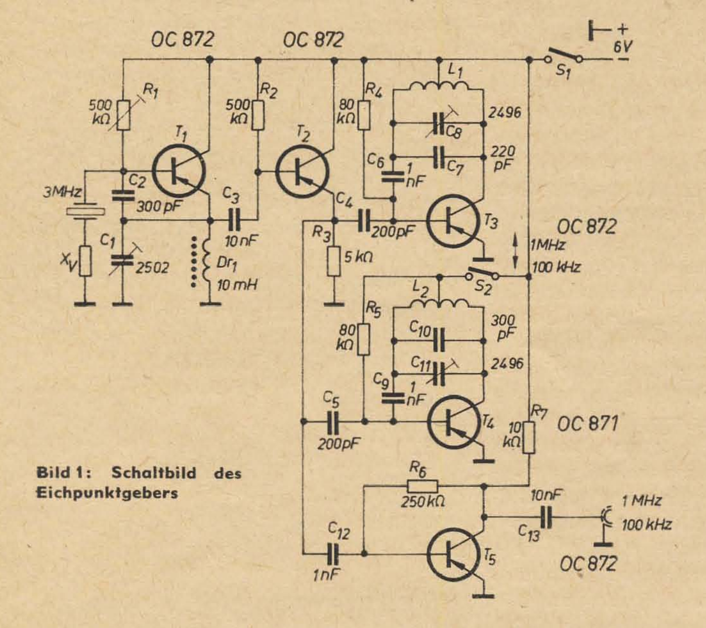


Bild 1: Schaltbild des Eichpunktgebers

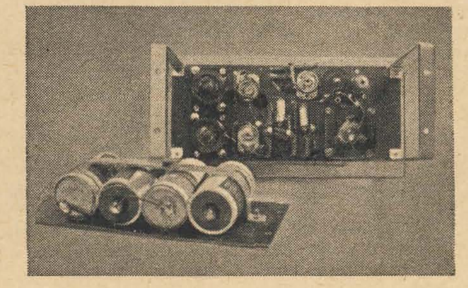


Bild 2: Blick in die Verdrahtung des Eichpunktgebers ▶

---

entfernung angezeigt werden (Diskriminatorausgangs-NF-Spannung). Die Zielgeschwindigkeit bringt eine Dopplerverschiebung der Empfangsfrequenz und damit eine Ablage von der Diskriminatormittenfrequenz mit sich. Damit kann die Zielgeschwindigkeit mit einem Gleichspannungsvoltmeter angezeigt werden.

Die Vorteile dieses Verfahrens liegen auf der Hand. Gegenüber dem FM-Höhenmesser entfällt der Stufeneffekt und die große Empfängerbandbreite. Die geringen Modulationshübe sind elektronisch erreichbar. Außerdem kann die Entfernungsanzeige leichter von Brumm- und Rauscheinflüssen freigehalten werden, da nur die Amplitude der Modulationsfrequenz des Senders angezeigt zu werden braucht. Man erreicht nach diesem Verfahren größere Maximal- und kleinere Minimalhöhen und hat eine Bewegungsanzeige.

Von Nachteil gegenüber dem beschriebenen Dopplerverfahren ist, daß die Geschwindigkeitsmessung zwar sehr einfach, aber nicht so genau ist und daß die Entkopplung von Sender und Empfänger, wie sie für große Reichweiten erforderlich ist, nur schwer zu erreichen ist.

Anwendungsbereich für dieses Verfahren ist damit das Gebiet der Funkhöhenmesser, der Ortungs- und Bahnverfolgungsgeräte (z. B. Flak-Feierleit-CW-Radar).

Literatur

[1] v. Rautenfeld: Impulsfreie elektrische Rückstrahlverfahren. Lehrbücherei der Funkortung Band 5, Deutsche RADAR-Verlagsgesellschaft mbH, Garmisch-Partenkirchen, 1957

[2] Hülsmeyer, Chr.: Verfahren, um entfernte metallische Gegenstände mittels elektrischer Wellen einem Beobachter zu melden. DRP 165546 (30. 4. 1904)

[3] Schönfeld: Die elektrischen Höhenmesser für Flugzeuge. Mitt. 5006/43 g der Deutschen Akademie für Luftfahrtforschung, Berlin, 1943

[4] Wimberly und Lane jr.: The AN/PAN-22 Radio Altimeter

[5] Lueg und Schallehn: Geschwindigkeitsmesser nach dem Dopplerprinzip für den Straßenverkehr. ETZ-B9 (1957)

[6] Firmenschrift: Decca Doppler Radar Type 61

[7] Firmenschrift: Decca Integratet Airborne Navigation System

[8] Firmenschrift: Doppler Navigators AD 2300 Series. Marconi TD. 209/3

[9] Mansfeld, W.: Das Dopplernavigationsverfahren. Feingerätetechnik 10 (1961) H. 7 S. 319—326

Aufbau

Die Schaltung wurde auf eine Pertinaxplatte montiert. Bild 2 zeigt die Anordnung der Einzelteile auf dieser Montageplatte. Sie ist mit vier Winkeln in einem der Chassis der Größe 100 × 200 × 145 mm nach der Amateurnorm [1] montiert. An der Rückseite sind die vier Monozellen angebracht. Bild 3 zeigt den Eichmarkengeber schräg von vorn, ohne

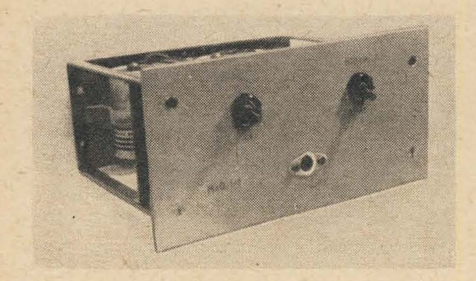


Bild 3: Gesamtansicht ohne Gehäuse

Gehäuse. An der Frontplatte sind die Ausgangsbuchse sowie die beiden Schalter S_1 und S_2 montiert.

Inbetriebnahme

Nach Fertigstellung der Verdrahtung wird der Quarzoszillator in Betrieb gesetzt und mit dem Stationsempfänger oder einem Rundfunkempfänger abgehört. Der 1-MHz- und 100-kHz-Oszillator sind abgeschaltet. Parallel zu R_3 wird ein Diodenvoltmeter geschaltet, das man sich leicht nach Bild 4 selbst anfertigen kann. C_1 wird auf größte HF-Ausgangsspannung an R_3 getrimmt, wobei R_1 in seinem Wert etwas zu variieren ist.

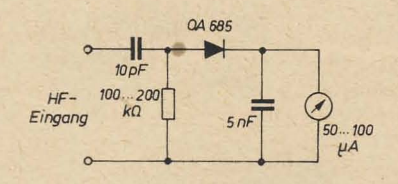


Bild 4: Schaltung eines einfachen HF-Spannungsmessers

Anschließend wird der 1-MHz-Oszillator in Betrieb genommen. Im Empfänger, der noch auf die Quarzfrequenz oder eine ihrer Oberwellen abgestimmt ist, wird ein Pfeifen zu hören sein. Der Trimmer C_8 wird in Mittelstellung gebracht. Beim Durchdrehen des Kerns in L_1 ist eine Stelle zu finden, bei der die Schwingungen abreißen und beim Weiterdrehen des Kernes nach ein bis zwei Umdrehungen plötzlich wieder einsetzen. In diesem Bereich wird der 1-MHz-Oszillator von der Quarzfrequenz synchronisiert. Der Kern wird etwa in die Mitte dieses Variationsbereiches eingestellt, wodurch ein „Außertrittfallen" des 1-MHz-Oszillators bei Temperaturänderungen vermieden wird. Der 100-kHz-Oszillator wird genau nach den gleichen Gesichtspunkten wie der 1-MHz-Oszillator eingestellt. Nachdem der Eichpunktgeber einwandfrei arbeitet, beginnt die hauptsächlichste Arbeit: das Eichen.

Eichen

Da Quarze, die genau auf einer Oberwelle von 1 MHz oder 100 kHz schwingen, selten und teuer sind, werden im folgenden Mittel und Wege aufgezeigt, wie auch Quarze verwendet werden können, die um etwa ± 25 kHz von der Sollfrequenz abweichen. Zuerst wird festgestellt, ob der Quarz ober- oder unterhalb der Sollfrequenz schwingt. Dazu wird ein Rundfunkempfänger auf 200 kHz abgestimmt und der Eichpunktgeber lose an die Antenne angekoppelt, so daß sich mit dem Sender Droitwich, der seine Frequenz mit $\pm 5 \cdot 10^{-10}$ konstant hält, ein Überlagerungston ergibt. In Reihe mit dem Quarz wird ein Trimmer von etwa 10 bis 50 pF geschaltet. Erhöht sich beim Verkleinern der Kapazität der Überlagerungston, so schwingt der Quarz oberhalb der Sollfrequenz. Wird die Differenzfrequenz kleiner, so liegt seine Frequenz unterhalb der Sollfrequenz. Für Quarze, die unterhalb der Sollfrequenz schwingen, wurden schon mehrfach Beiträge über das Hochschleifen veröffentlicht u. a. [2] [3]. Aus diesem Grunde soll hier auf eine nähere Erläuterung verzichtet werden. Schwingt der Quarz über der Sollfrequenz, so ist er zu dünn und muß in seiner Stärke etwas vergrößert werden. Die Industrie dampft in diesem Falle eine dünne Silberschicht auf. Der Amateur kann von der folgenden Methode Gebrauch machen, die zum gleichen Ergebnis führt. Genau im Mittelpunkt der Quarzscheibe wird mit etwas Lötzinn ein genau kreisrunder Fleck von etwa 7 mm ∅ aufgetragen. Da die Quarzscheiben durchsichtig sind, ist es ein leichtes, die Zinnflecken an beiden Seiten zentrisch anzubringen. Die Frequenzänderung hängt von der Stärke der Zinnschicht ab. Ist der Kreis nicht genau rund, so ist es möglich, daß der Quarz an Schwingfreudigkeit verliert. Sollte der Quarz nach dem Auftragen von Lötzinn nicht mehr schwingen, so kann er durch Abschleifen der Zinnschicht wieder ins Leben zurückgerufen werden. Während des Schleifens ist die Frequenz von Zeit zu Zeit zu kontrollieren, wobei der Quarz in der endgültigen Schaltung zu betreiben ist. Beim Zusammenbau des Quarzes ist auf größte Sauberkeit zu achten, die Quarzscheibe und deren Halterung sind mit Tetrachlorkohlenstoff oder Äther sorgfältig zu säubern. Die Genauigkeit beim Schleifen braucht nicht größer als $\pm 10^{-4}$ vom Sollwert zu sein; die Eichung auf die genaue Frequenz erfolgt durch Serienschaltung eines Blindwiderstandes mit dem Quarz. Nachdem wir den Quarz durch das Schleifen auf die erforderliche Genauigkeit gebracht haben, schalten wir in Reihe mit dem Quarz einen Lufttrimmer von 10 bis 50 pF. Durch Verändern seines Kapazitätswertes versuchen wir, die Differenzfrequenz auf 0 Hz zu bringen. Ist eine Nullstelle nicht zu finden, so tauschen wir dieses C_v durch ein L_v aus. Der Wert für L_v hängt von der Verstimmung des Quarzes ab. Beim Mustergerät war ein Wert von 60 µH nötig. Bis zu einer Differenzfrequenz von 10 Hz kann man mit dem Lautsprecher akustisch prüfen, bei kleineren Frequenzdifferenzen ist es leichter, die Kontrolle am S-Meter oder Magischen Auge vorzunehmen. Die Regelspannung des Empfängers sollte eine Zeitkonstante von < 0,1 s besitzen. Ein am Magischen Auge vom Steuergitter nach Masse liegender Kondensator ist auf 10 nF zu verringern. Der Wert von X_v wird so lange verändert, bis am S-Meter keine Schwankungen mehr feststellbar sind. Die erreichte Genauigkeit läßt sich durch folgende Methode leicht überprüfen: Schwankt der Ausschlag am S-Meter vom Maximum über das Minimum wiederum zum Maximum in einer Sekunde, so beträgt die Genauigkeit $1 \cdot 10^{-5}$, in $10\,s = 1 \cdot 10^{-6}$ und in $100\,s = 1 \cdot 10^{-7}$ gegenüber dem Normal. Beim Mustergerät wurde eine Genauigkeit von $1 \cdot 10^{-7}$ erzielt. Der Temperaturdrift wurde mit $4 \cdot 10^{-7}/°C$ bestimmt. Die Frequenzänderung bei 0,1 V Betriebsspannungsänderung lag bei $5 \cdot 10^{-7}$.

DM 2 BQN

Spulentabelle

$L_1 = 2 \times 25$ Wdg.
0,2 CuSS Topfkern HF-D3

$L_2 = 2 \times 200$ Wdg.
0,15 CuL Topfkern HF-D3

Literatur

[1] Augustin, E.: Die dekadische Amateurnorm. funkamateur 11 (1962) H. 7 S. 225, H. 8 S. 272

[2] Vogel, A.: Quarzschleifen von Hand. Funktechnik 14 (1959) H. 15 S. 535

[3] Reidemeister, G.: Quarzprobleme auf 2 m. funkamateur 10 (1961) H. 6 S. 203

Ein vielseitig einsetzbarer Transistorverstärker mittlerer Leistung

DIETER BORKMANN

Im folgenden Beitrag soll ein NF-Transistorverstärker mit einer Ausgangsleistung von 160 mW beschrieben werden, dessen Leiterplatte mehrere Schaltungsvariationen gestattet und es dadurch ermöglicht, den Verstärker dem jeweiligen Verwendungszweck optimal anzupassen.

Einsatzmöglichkeiten des Verstärkers

Variante 1

Rauscharmer NF-Verstärker mit niederohmigem Eingang ($R_e \approx 8\,\Omega$); speziell geeignet für Wechselsprechanlagen bei gleichzeitiger Verwendung des Lautsprechers als Mikrofon. Spannungsverstärkung etwa 5000

Variante 2

NF-Verstärker mit höherem Eingangswiderstand ($R_e \approx 5\,k\Omega$); speziell geeignet als Telefon-Mithörverstärker sowie zur Verstärkung sehr kleiner NF-Eingangssignale (Audion, Kristallmikrofon über Impedanzstufe). Spannungsverstärkung etwa 10000

Variante 3

NF-Verstärker mit höherem Eingangswiderstand ($R_e \approx 5\,k\Omega$) für mittlere NF-Eingangssignale. Spannungsverstärkung etwa 500

Der Verstärker kann sowohl an eine niederohmige Speisespannungsquelle (z. B. Akkus, Monozellen), als auch an relativ hochohmige Batterien (z. B. Sternchen-Batterie) optimal angepaßt werden.

Elektrischer Aufbau

Die NF-Eingangsspannung gelangt über den Kondensator C_1 an die Basis des Transistors T_1 (Bild 1). Die Arbeitspunkteinstellung erfolgt durch den zwischen Basis und Kollektor liegenden Widerstand R_1, der gleichzeitig eine stabilisierende und verzerrungsmindernde Spannungsgegenkopplung bewirkt. Der Kollektorwiderstand R_2 ist als Regelwiderstand ausgeführt und dient zur Lautstärkeregelung. Der Treibertransistor T_2 ist über C_2 an den Lautstärkeregler angekoppelt. Die Arbeitspunkteinstellung für T_2 erfolgt durch den Basisspannungsteiler R_3, R_4.

Zur gleichstrommäßigen Stabilisierung dient der im Emitterkreis liegende Widerstand R_7, der wechselstrommäßig durch C_4 kurzgeschlossen ist. Der in Reihe mit dieser Kombination liegende Widerstand R_6 wirkt als Stromgegenkopplung, die den Eingangswiderstand des Transistors T_2 erhöht und verzerrungsmindernd wirkt.

Die Endstufe arbeitet im Gegentakt-B-Betrieb. Der Arbeitspunkt der Endtransistoren wird durch den Basisspannungsteiler R_9, $R_{10} \,||\, R_{11}$ bestimmt. Ohne Eingangssignal soll in jedem der Endtransistoren ein Ruhestrom von 1 ··· 1,5 mA fließen. Dieser Ruhestrom ist erforderlich, um die beim Gegentaktbetrieb auftretenden Übergangsverzerrungen sowie Verzerrungen infolge der Kennlinienkrümmung im unteren Bereich klein zu halten. Die in der Endstufe verwendeten Transistoren sollen in ihren Kenndaten übereinstimmen, d. h. gleiche Stromverstärkungen und Restströme haben. Derartig ausgesuchte Transistoren werden als Pärchen geliefert.

Für den Widerstand $R_{10} \,||\, R_{11}$ von etwa 50 Ω kann ein normaler Schichtwiderstand verwendet werden, sofern der Verstärker bei nicht allzu stark schwankender Umgebungstemperatur eingesetzt werden soll. Anderenfalls empfiehlt sich eine Temperaturkompensation der Endstufe. Dazu wird der 50-Ω-Widerstand durch Kombination eines normalen Schichtwiderstandes von 100 Ω (R_{10}) mit einem Heißleiterwiderstand von 100 bis 125 Ω (R_{11}) gebildet.

Von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers Tr_2 erfolgt über R_8 eine frequenzunabhängige Gegenkopplung auf die Basis von T_2. Statt der hier verwendeten Übertrager K 30, K 31 (Taschenempfänger T 100/T 101) können auch die Typen K 20, K 21 (Taschenempfänger Sternchen) ohne Schaltungsänderung eingesetzt werden; allerdings verringert sich dann die erreichbare Ausgangsleistung.

Eine Klangregelung oder Bedämpfung der hohen Frequenzen ist innerhalb der Schaltung nicht vorgesehen. Eine Tonblende zur Beschneidung der hohen Frequenzen kann z. B. nach Bild 2 parallel zum Lautsprecher angeschaltet werden.

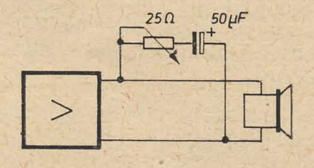


Bild 2: Anschluß einer Tonblende

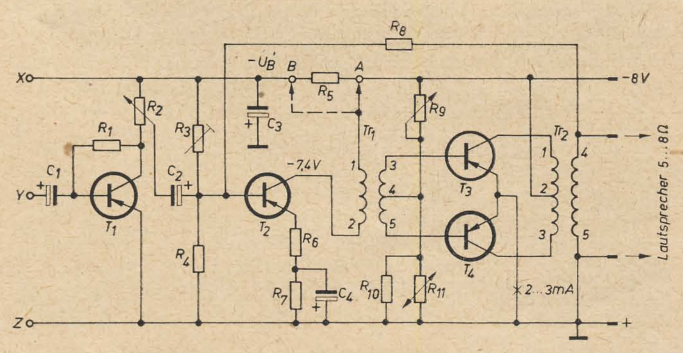


Bild 1: Grundschaltung des Verstärkers

Variante 1

Im Eingangsteil wird ein Übertrager vom Typ K 21 verwendet (Bild 3). Durch diesen Übertrager erreicht man eine dem Übersetzungsverhältnis ü = 14 entsprechende Spannungsverstärkung sowie eine Widerstandstransformation um den Faktor $ü^2 \approx 200$, wodurch bei Verwendung eines niederohmigen Lautsprechers als Mikrofon dessen Innenwiderstand von etwa 5 ··· 8 Ω auf 1 kΩ ··· 1,6 kΩ erhöht und damit besser dem Eingangswiderstand der nachfolgenden Transistorstufe angepaßt wird. Verwendbar ist auch der Übertrager K 31, der jedoch eine geringere Spannungsverstärkung liefert (ü = 5). Die Verwendung eines Übertragers als Eingangsstufe hat den Vorteil, daß der Verstärker außerordentlich rauscharm aufgebaut werden kann.

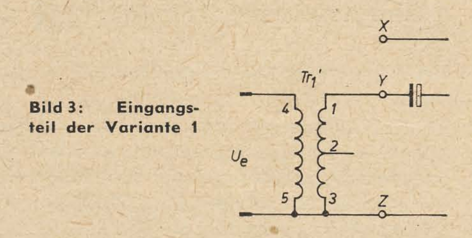


Bild 3: Eingangsteil der Variante 1

Variante 2

Bei dieser Eingangsstufe (Bild 4) wird zur Vorverstärkung ein rauscharmer Transistor verwendet, mit dem man eine etwa 20- bis 40-fache Spannungsverstärkung erreicht. Bedingt durch die hohe Spannungsverstärkung von über 10000 ist dieser Verstärker anfällig für Störeinstreuungen. Bei der Verstärkung

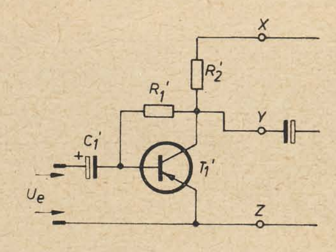


Bild 4: Eingangsteil der Variante 2

hochohmiger Signalquellen sollte daher auf kurze, möglichst abgeschirmte Leitungen geachtet werden.
An den Eingang kann jedoch auch eine niederohmige Steuerspannungsquelle direkt angeschlossen werden (z. B. ein Lautsprecher als Mikrofon). Dieser Verstärker eignet sich daher ebenso wie die Variante 1 als Wechselsprechverstärker.
Gegenüber der Grundschaltung ist bei dieser Variante die Polarität des Kondensators C_1 zu wechseln.

Variante 3

Bei dieser Schaltung erfolgt die Einspeisung des zu verstärkenden NF-Signals direkt in die Grundschaltung (Bild 1).

Mechanischer Aufbau

Für den mechanischen Aufbau wurde die gedruckte Verdrahtung angewendet. Die Herstellung der Leiterplatte erfolgte auf fotomechanischem Wege.

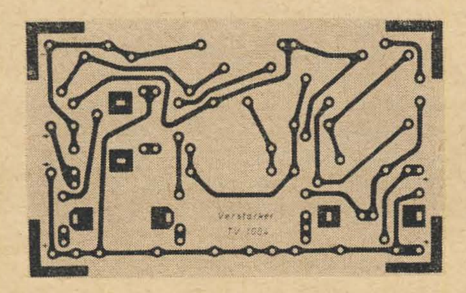


Bild 5: Leitungsführung der Leiterplatte

Bei der Auslegung der Leiterplatte wurde auf eine extreme Miniaturisierung verzichtet, um den Aufbau übersichtlicher zu gestalten. Die Abmessungen betragen 85 × 50 mm. Die Leitungsführung zeigt Bild 5.
Nicht jeder wird die Möglichkeit haben, sich die gedruckte Platte anzufertigen. Daher soll noch eine weitere Möglichkeit für die Herstellung der Verdrahtung angegeben werden, bei der man mit den gleichen Abmessungen der Platte auskommt und die relativ leicht hergestellt werden kann: Die angegebenen Löcher werden mit einem 1-mm-Bohrer in eine 1,5 ··· 2-mm-Hartpapier- oder Hartgewebeplatte gebohrt. In jedes Loch wird ein kurzer Kupferstift mit einem Durchmesser von etwa 1,1 mm eingepreßt, der auf der Unterseite der Platte etwa 1 mm, auf der Oberseite 2 mm vorstehen soll.
Auf der Unterseite der Platte werden die Drahtstifte entsprechend der Leitungs-

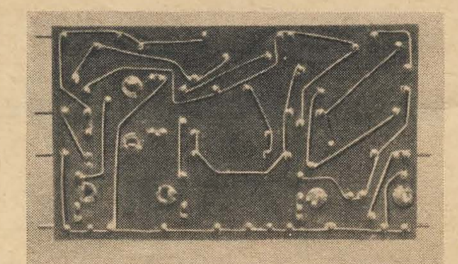


Bild 6: Rückansicht der verdrahteten Drahtstiftplatte

führung von Bild 5 mit blankem Kupferdraht von etwa 0,2 ∅ durch Löten verbunden. Die für die Befestigung der Übertrager vorgesehenen Schlitze werden auf 3 mm aufgebohrt und in die Löcher Hohlnieten eingenietet, an die die Trafofahnen von unten angelötet werden. Die Bauelemente werden auf der Oberseite der Platte an die Drahtstifte angelötet. Dabei ist auf kurze Lötzeiten zu achten, um ein Lösen der Lötstellen auf der Plattenunterseite zu vermeiden.
Die fertig verdrahtete und bestückte Platte wird unten mit Kolophoniumlösung oder lötfähigem Lack für gedruckte Schaltungen bestrichen, um die Leiterdrähte in ihrer Lage zu fixieren. Bild 6 zeigt die fertig verdrahtete Stiftplatte.
Der Verfasser ist gern bereit, Interessenten das Fotonegativ der Leiterplatte und — bei Anlieferung von kupferkaschiertem Basismaterial — auch die Leiterplatte selbst abzugeben (Adresse: Herrn Dieter Borkmann, VEB Verlag Technik, Redaktion radio und fernsehen, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13—14).
Die Bestückungspläne für die drei Schaltungsvarianten sind im Bild 7 angegeben. Bild 8 zeigt Variante 1 auf einem Drahtstiftbrettchen sowie Variante 2 auf einer Leiterplatte.

Abgleich des Verstärkers

Anpassung des Verstärkers an die Speisebatterie

Infolge der aussteuerungsabhängigen Stromaufnahme des Verstärkers schwankt bei zu hohem Innenwiderstand der Speisebatterie auch deren Spannung. Diese Spannungsschwankungen müssen von den Vorstufen ferngehalten werden, um Verzerrungen und Pfeifneigung zu verhindern. Dazu werden die Vorstufen über die Kombination R_5, C_3 entkoppelt. Über R_5 soll etwa $^1/_3$ bis $^1/_2$ der Batteriespannung abfallen. Je höher der Spannungsabfall, um so besser ist auch die Entkopplung der Vorstufen und umso geringer wird auch das Rauschen; allerdings verringert sich auch die Verstärkung.
Steht eine niederohmige Speisebatterie, z. B. Monozellen oder Akkus, zur Verfügung, so kann die Treiberstufe direkt von der Batterie gespeist werden. In diesem Fall wird der Anschluß 1 des Übertragers Tr_1 mit dem Punkt A verbunden. Der Widerstand R_5 hat in diesem Fall einen Wert von 5 kΩ (U_B' etwa $^2/_3$ U_B). Ist der Innenwiderstand der Speisebatterie jedoch höher (Sternchenbatterie), so ist es ratsam, die Versorgungsspannung der Treiberstufe über das Entkopplungsglied R_5, C_3 zuzuführen. Dazu wird der Punkt 1 des Übertragers Tr_1 mit dem Punkt B verbunden. R_5 muß jetzt allerdings auf 2 kΩ verringert werden.
Es ist empfehlenswert, die Speisebatterie mit einem möglichst großen Kondensator (50 μF bis 500 μF) zu überbrücken, wodurch sich die mögliche Ausnutzungsdauer der Batterie erhöht.

b

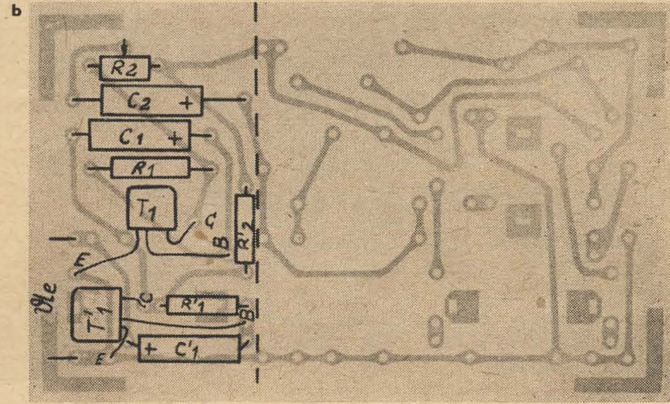
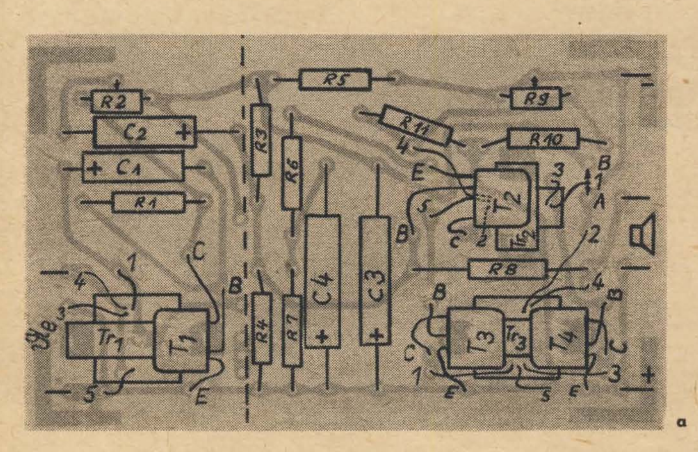
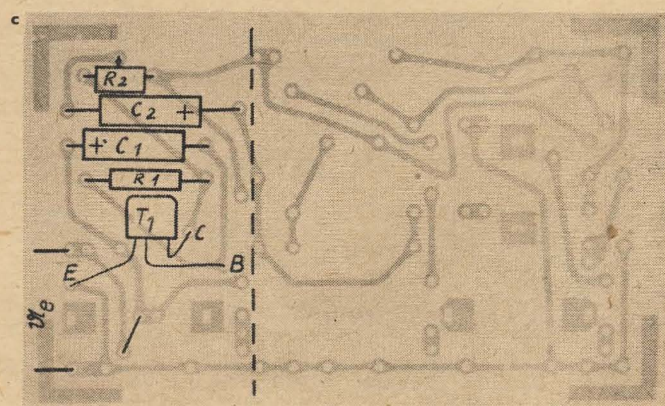


Bild 7: Bestückungsplan der Leiterplatte, a) Variante 1, b) Variante 2, c) Variante 3



a

c



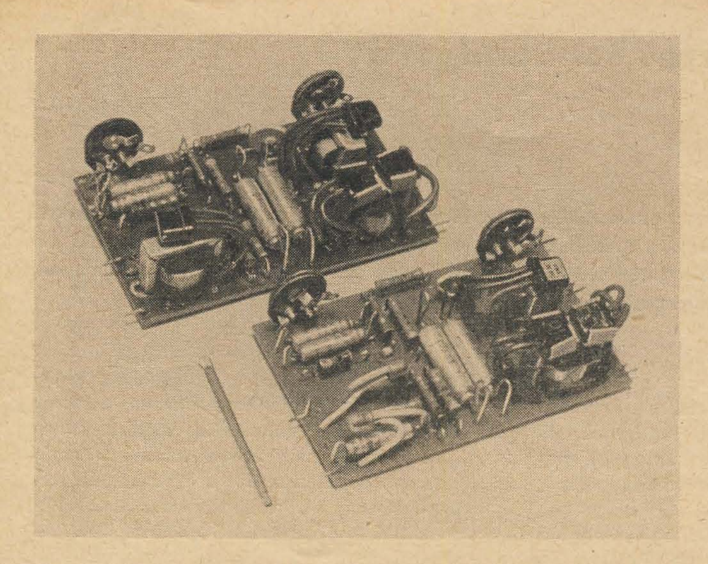


Bild 8: Ansicht der Verstärker; oben: Variante 1 auf einer Drahtstiftplatte, unten: Variante 2 auf einer Leiterplatte

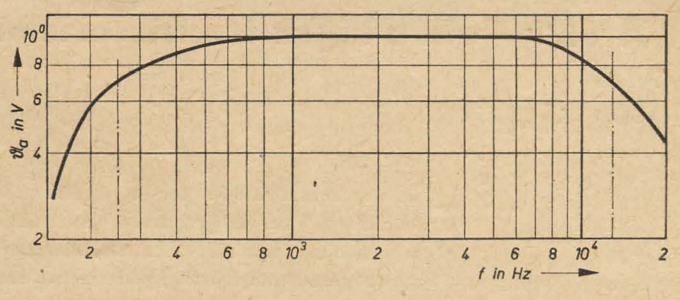


Bild 10: Frequenzgang des Verstärkers (gemessen an Ersatzwiderstand 8 Ω)

Arbeitspunkteinstellung für den Treibertransistor T_2

Eine optimale Arbeitspunkteinstellung wird zweckmäßigerweise so durchgeführt, daß anstelle von R_5 ein Potentiometer eingesetzt wird, mit dem entweder der am Transistor angegebene Spannungswert eingestellt oder mittels Tongenerator und Oszillograf auf symmetrische Amplitudenbegrenzung abgeglichen wird. Der Potentiometerwert wird dann gemessen und durch einen Festwiderstand ersetzt.
Stehen Meßgeräte nicht zur Verfügung, kann für R_3 ein Einstellregler 50 kΩ eingebaut werden. Der Abgleich erfolgt dann nach Gehör. R_3 wird so lange verändert, bis die Verzerrungen ein Minimum erreichen.
Das erforderliche NF-Signal kann vom Zweitlautsprecherausgang eines normalen Rundfunkgerätes abgenommen werden. Es wird über einen Widerstand von 10 ··· 50 kΩ an den Verstärkereingang gelegt.

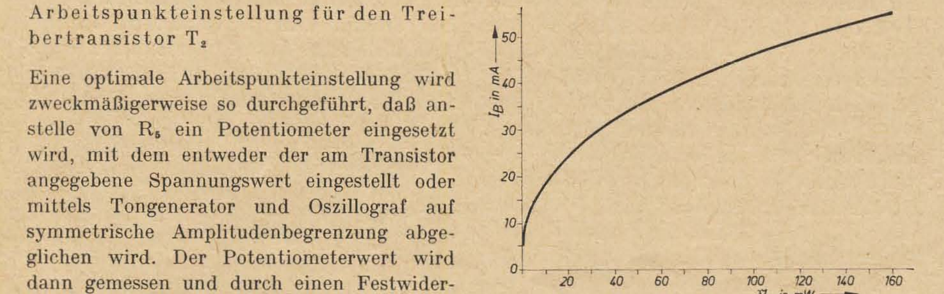


Bild 9: Aufgenommener Batteriestrom in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

Einstellung des Ruhestromes für die Endstufe

Der Ruhestrom der Endstufentransistoren wird bei fehlendem NF-Eingangssignal durch R_9 auf 2 ··· 3 mA eingestellt. Als Richtwert für R_9 kann 3 kΩ angenommen werden.

Kenndaten des Verstärkers

Die nachfolgenden Untersuchungen wurden mit einer Batteriespannung von 8 ··· 9 V durchgeführt (vier Blei-Trockenakkus bzw. Sternchenbatterie).
Die bei 8 V erreichbare Ausgangsleistung liegt bei etwa 160 mW. Sie wird durch die Leistungsfähigkeit der Übertrager begrenzt. Der Ruhestrom des Verstärkers beträgt 6 mA. Den aufgenommenen Batteriestrom in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung zeigt das Bild 9. Der Frequenzgang des Verstärkers ist im Bild 10 dargestellt. Die untere Grenzfrequenz liegt mit 250 Hz recht hoch. Sie wird nach unten durch die bei tiefen Frequenzen zu geringe Primärinduktivität der Übertrager begrenzt.

Literatur

[1] Fischer, H. J.: Transistortechnik für den Funkamateur. Deutscher Militärverlag, Berlin
[2] Schlenzig, K.: Die Technik der gedruckten Schaltung. Der praktische Funkamateur H. 26 und 31. Deutscher Militärverlag, Berlin
[3] Jakubaschk, H.: Transistorschaltungen I und II. Der praktische Funkamateur H. 20 und 35. Deutscher Militärverlag, Berlin

Zusammenstellung der verwendeten Einzelteile

R_1	Schichtwiderstand	160 kΩ	0,125 W
R_2	Einstellregler	5 kΩ	0,1 W
R_3	Schichtwiderstand	27 kΩ	0,125 W
R_4	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,125 W
R_5	Schichtwiderstand	5,1 kΩ	0,125 W
	bzw.	2 kΩ	0,125 W
R_6	Schichtwiderstand	51 Ω	0,125 W
R_7	Schichtwiderstand	510 Ω	0,125 W
R_8	Schichtwiderstand	51 kΩ	0,125 W
R_9	Einstellregler	5 kΩ	0,1 W
R_{10}	Schichtwiderstand	100 Ω	0,125 W
R_{11}	Thermistor	125 Ω	
R_1'	Schichtwiderstand	160 kΩ	0,125 W
R_2'	Schichtwiderstand	5,1 kΩ	0,125 W
$C_{1,2}$	Elektrolytkondensator	5 μF	6 V

$C_{3,4}$	Elektrolytkondensator	10 μF	15 V
C_1'	Elektrolytkondensator	5 μF	6 V
T_1	NF-Transistor (rauscharm)	OC 811 bis 815, OC 870, LA 25	
T_2	NF-Transistor	OC 811 bis 822, LA 25, 50	
$T_{3,4}$	NF-Transistor (Pärchen)	2 × OC 821 bis 829, 2 × LA 100	
T_1'	NF-Transistor (rauscharm)	OC 811 bis 815, OC 870, LA 25	
Tr_1	K 30, K 20	VEB Funkwerk Leipzig	
Tr_2	K 31, K 21	VEB Funkwerk Leipzig	
Tr_1'	K 31, K 21	VEB Funkwerk Leipzig	

Trafoanschlüsse

K 20, K 30: 1 — rt, 2 — ws, 3 — gn, 4 — sw, 5 — gn
K 21, K 31: 1 — rt, 2 — gn, 3 — rt, 4 + 5 — blank

BÄNDI – ein billiges transistorisiertes Tonbandgerät

HAGEN JAKUBASCHK

Im vergangenen Jahr war der Tagespresse mehrfach die Ankündigung des Transistor-Tonbandgerätes BÄNDI zu entnehmen. Nachdem sich der Fertigungsanlauf mehrmals verzögerte, sollen noch 1964 die ersten Geräte im Handel erscheinen. Da ein Schaltbild und technische Daten vom Hersteller bisher nicht zu bekommen waren, soll in der folgenden Gerätebeschreibung nur auf die wesentlichsten Eigenschaften des Bandgerätes eingegangen werden.

Der Herstellungsbetrieb, Karl Pouva (KG mit staatlicher Beteiligung), Freital, wurde bisher vorwiegend durch seine Kamera- und Bildprojektor-Produktion bekannt. Mit der BÄNDI-Konstruktion will dieser Betrieb nun erstmalig auch die Herstellung elektrotechnischer Erzeugnisse in sein Produktionsprogramm aufnehmen. Da auf diesem Gebiet keinerlei Erfahrungen vorlagen, erscheint die Wahl eines Tonbandgerätes als erstes Erzeugnis um so bemerkenswerter.

BÄNDI ist als einfaches preiswertes Klein-Tonbandgerät mit Batteriespeisung, als „billiger Massenschlager" gedacht. Durch Beschränkung auf die notwendigsten technischen Grundfunktionen und eine sehr umfangreiche Verwendung von Plastikteilen konnte diese Forderung weitgehend erfüllt werden. Die Verwendbarkeit des Gerätes für anspruchsvollere oder berufliche Zwecke mußte dabei notwendigerweise etwas in den Hintergrund treten.

Aufbau

Das Gerät besitzt ein Kunststoffgehäuse mit aufklappbarem und bei Bedarf abnehmbarem Deckel, in dem Fenster zur Beobachtung der Bandspulen eingelassen sind. Es kann an einem Schulterriemen getragen werden und hat bei den äußeren Abmessungen von 215 × 170 × 85 mm komplett mit Batterie und eingelegtem Band ein Gewicht von nur etwa 2,3 kp. Zwei Bandgeschwindigkeiten (4,75 und 9,5 cm/s) können wahlweise eingestellt werden. Verwendet wird eine maximale Spulengröße von 100 mm (Bandsorte CRL oder CHL). Tonbänder dieser Spulengröße sollen nach Angaben des Herstellers in Kürze im Handel erscheinen. Bis zu diesem Zeitpunkt wird der Benutzer noch auf die kleinen „Kolibri"-Bandspulen zurückgreifen müssen.

Das Gerät weist die Betriebsarten Aufnahme, Wiedergabe und Schneller Rücklauf auf. Mit einem kombinierten Dreh-Schiebeschalter werden diese Betriebsarten gewählt. Bei Aufnahme erfolgt die Löschung einer alten Aufzeichnung durch einen Permanentmagnetlöschkopf, der bei dieser Betriebsart in den Bandweg eingeschwenkt wird. Die Vormagnetisierung erfolgt mit Gleichstrom. Über einen eingebauten Kleinlautsprecher („Sternchen"-Lautsprecher) kann die Aufnahme bei Aufnahme und Wiedergabe abgehört werden. Bei Aufnahme dient der Lautsprecher oder ein dafür vorgesehener Ohrhörer gleichzeitig als Aussteuerungskontrolle. Eine besondere Aussteuerungsanzeige ist nicht vorgesehen.

Für die Mikrofonaufnahme kann ein dynamisches Mikrofon mit Übertrager über eine Diodenbuchse angeschlossen werden. Vorgesehen sind neben den Heimmikrofonen DHM 61 und DHM 62 und ähnlichen Typen besonders das neue dynamische Sprachmikrofon DSPM 64 vom VEB Gerätewerk Leipzig. Über die Diodenbuchse kann auch die Aufnahme und Wiedergabe vom Rundfunkgerät erfolgen.

Der gesamte Bandantrieb ist verhältnismäßig einfach gehalten und arbeitet vorwiegend mit Kunststoffteilen. Der 6-V-Batteriemotor der Fa. Petrich, der keine besondere Drehzahlregelung hat, arbeitet bei 9,5 cm/s mit der vollen Batteriespannung. Die Geschwindigkeit von 4,75 cm/s wird erreicht, indem der Motor über einen — bei jedem Gerät individuell abgeglichenen — Vorwiderstand betrieben wird. Damit entfällt in der gesamten Mechanik eine besondere Geschwindigkeitsumschaltung. Auch auf eine elektrische Umschaltung im Verstärker (Entzerrer) wird verzichtet. Für den Rücklauf wird der Motor umgepolt. Beide Spulenlager werden über Riemen bzw. Federpeesen von der Tonwelle angetrieben, die ihrerseits wieder über einen auf dem Umfang des Tonrollen-Schwungrades laufenden Spezialriemen vom Motor angetrieben wird. Die Geschwindigkeit von 9,5 cm/s wird bei jedem Gerät dadurch erreicht, daß die Riemenscheibe des Motors je nach Exemplareigenschaften des Motors mit verschiedenem Durchmesser eingesetzt wird. Insgesamt resultiert hieraus ein sehr einfacher Aufbau. Bis auf Batterien und Motor werden sämtliche Geräteteile, auch die Tonköpfe, direkt beim Gerätehersteller gefertigt.



Der Konstrukteur des Gerätes, Ing. Karl Pouva, bei der Arbeit an einem Funktionsmuster des BÄNDI

Der Betriebsartenschalter ist ein zweiteiliger Schiebeschalter, dessen obere Schaltbahn an der Laufwerk-Grundplatte befestigt ist und dort gleichzeitig über ein Kunststoffgestänge zwei Bandandruckfilze, den Andruckrollenarm und bei Aufnahme den Löschkopf einschwenkt. Die untere Schaltbahn ist an der Verstärkergrundplatte befestigt und übernimmt die elektrischen Umschaltungen im Verstärker. Sie wird von der oberen Schaltbahn durch einen Kunststoffnocken mitgenommen. Die jeweils funktionsrichtige Betätigung der Bandspulenantriebe erfolgt durch zwei Freilaufnaben auf der Tonrollenachse, wobei die Bremsung der Abwickelspule bei Vorlauf durch den dann rutschenden Riemen dieser Antriebsseite erfolgt. Ebenso ist der Antrieb der Aufwickelspule bei Vorlauf gelöst, wodurch sich besonders Rutschkupplungen oder Friktionsantriebe erübrigen. Aus allen Funktionen kommt das Band in Halt-Stellung des Schiebeschalters durch einen zusätzlichen Brems-Andruckhebel am linken Spulenlager sofort zum Stehen. Sehr bemerkenswert ist die Spulenhalterung. Anstelle der üblichen Dreischlitzhalterung sind Klemmhalter vorhanden. Auch der übrige Antrieb ist so ausgelegt, daß das Gerät tatsächlich in jeder beliebigen Lage, selbst kopfstehend, betriebsfähig ist. Es kann daher auch während des Betriebes beliebig bewegt werden, ohne daß dies die Funktion beeinträchtigt.

Schaltung

Die Verstärkereinheit ist mit fünf NF-Transistoren bestückt, für die der Hersteller vorsortierte LA-Typen verwendet. Zwei NF-Vorstufen enthalten gleichzeitig den einfachen Entzerrer, der aus einer RC-Gegenkopplung besteht. Danach folgt eine Treiberstufe und die in üblicher Weise aufgebaute Gegentaktendstufe, die für etwa 100 mW Endleistung ausgelegt ist. Von der Sekundärseite führt eine fest eingestellte Gegenkopplung zur Treiberstufe zurück. Die Aufsprechspannung und der Vormagnetisierungsstrom werden vom Kollektor des Treibertransistors abgegriffen. Der Lautstärkeregler sitzt vor der ersten Verstärkerstufe. Auf ihn wird je nach Betriebsart der Wiedergabeanschluß des Kombi-Tonkopfes oder die von der Diodenbuchse kommende NF-Leitung aufgeschaltet. Die Verstärkereinheit ist in gedruckter Schaltung aufgebaut und mit dem Unterteil des Schiebeschalters sowie dem Lautstärkeregler zu einer Baueinheit zusammengefaßt.

Das Gerät wird aus einem 6 V/2,5 Ah-Bleiakkumulator der Fa. Quaiser, Dresden, gespeist. Der Akku ist fest eingebaut und kann über dafür vorgesehene Anschlußbuchsen mit jedem üblichen 6-V-Ladegerät geladen werden. Durch den Gehäuseboden des BÄNDI kann bei der mittleren Akkuzelle der Säurestand und der Ladezustand kontrolliert werden. Mit einer Akkuladung sollen je nach Betriebsart 30 ··· 40 Betriebsstunden möglich sein.

Der Akku ist gegen das übrige Gehäuse durch eine Zwischenwand getrennt, so daß das Geräteinnere nicht durch eventuelle Säuredämpfe o. ä. geschädigt werden kann. Der Akku ist vollständig kippsicher und ein Auslaufen nur bei Beschädigungen möglich.



Tonbandgerät BÄNDI

Es stand ein Testgerät aus der Nullserie zur Verfügung, was hoffen läßt, daß einige der noch vorhandenen Mängel bis zur Serienfertigung behoben sein werden.

Zunächst die Vorzüge: BÄNDI ist nicht nur relativ billig, sondern auch außerordentlich klein und handlich. Die Bedienung der wenigen vorhandenen, an der Schmalseite griffgünstig zusammengefaßten Bedienungselemente ist so einfach, daß man alle Betriebsarten praktisch ohne hinzusehen wählen kann. Schräglagen oder Bewegungen des Gerätes während der Aufnahme oder Wiedergabe blieben ohne Einfluß. Das Testgerät wurde während einer Aufnahme probeweise am Riemen vertikal im Kreise geschleudert, ohne daß bei der Wiedergabe ein Einfluß zu merken war. Das Gewicht am Schulterriemen ist gerade so, daß das Gerät sicher hängt, ohne merklich zu belasten. Soweit also ist alles so, wie es nach den in der Tagespresse reichlich und oft gespendeten Vorschußlorbeeren zu erwarten war. Das ideale Gerät also —?

Leider hält BÄNDI nicht, was die Ankündigungen versprachen. Abgesehen von Exemplarfehlern, mit denen das Testgerät reichlich versehen war, zeigten sich auch grundsätzliche Mängel.

Es erweist sich, daß ein Tonbandgerät mit Batteriespeisung ohne drehzahlgeregeltem Motor bestenfalls als Einzelgerät eines versierten Amateurs, aber kaum als Seriengerät zu bauen ist. So ist der mehrfach verschobene Produktionsanlauf hauptsächlich auf den Motor zurückzuführen. Auch das Testgerät war trotz mehrfacher Versuche nicht für längere Zeit gleichlaufstabil zu bekommen. Auf 9,5 cm/s zeigten sich mehr oder weniger starke Gleichlaufschwankungen, die bestenfalls eine sehr anspruchslose Aufnahme leichter Musik ermöglichten. Besonders bei Temperaturen unter + 10 °C reichte der Gleichlauf allenfalls noch für Sprachaufnahmen. Auf 4,75 cm/s war beim Testgerät selbst die Sprache bis fast zur Unkenntlichkeit verzerrt. Der praktische Nutzen dieser Geschwindigkeit dürfte beim „rauhen Betrieb", dem BÄNDI gerade beim angesprochenen Interessentenkreis ausgesetzt sein wird, sehr zweifelhaft sein. Die vorhandenen Gleichlauffehler waren übrigens unabhängig von zusätzlichen Bewegungen des Gerätes; falls es also dem Hersteller gelingt, das Motorproblem befriedigend zu lösen, ist BÄNDI tatsächlich weitgehend „schüttelfest". Die Konstruktion des Antriebes ist gekennzeichnet durch ihre verblüffende Einfachheit und ist gut durchdacht. Trotzdem scheint der Hersteller dem Kunststoffmaterial doch mehr zuzutrauen, als es vertretbar ist. Beim Testgerät machten sich schon nach wenigen Wochen Betriebszeit bedenkliche Abnutzungserscheinungen am Nocken des unteren Schiebers des Betriebsartenschalters sowie an einigen anderen Triebteilen bemerkbar. Auch für den Motor-Treibriemen scheint noch nicht das günstigste Material gefunden zu sein.

Der gesamte Antrieb läuft außerordentlich leicht, solange er einwandfrei, nicht abgenutzt und nicht verschmutzt ist. Aber das ist beim Dauergebrauch unausbleiblich, und jede Veränderung in der Antriebskraft und Reibung des Antriebs macht sich als Drehzahländerung bemerkbar, zumal wenn der Motor bei 4,75 cm/s ungeregelt über einen Vorwiderstand betrieben wird. Hier wurde die Vereinfachung zu weit getrieben.

Der Motor und der Verstärker werden aus einem 6-V-Bleiakku betrieben. Trotz des niedrigen Innenwiderstandes dieser Stromquelle gelang es aber nicht, die Kollektorstörgeräusche des Motors restlos zu beseitigen. Auch das mechanische Laufgeräusch des Antriebes ist leider noch recht laut. Ob der Bleiakku sich bewähren wird, bleibt abzuwarten. Bekanntlich muß dieser Akkutyp sehr gepflegt werden, um auf längere Zeit seine Leistungsfähigkeit zu behalten.

Genaue technische Daten über das Gerät waren vom Hersteller nicht zu erfahren. Deshalb wurde das Testgerät im Labor durchgemessen. Der Frequenzgang „über Band" reichte von 350 Hz (—6 dB) über 1,5 kHz (0 dB) bis 2,8 kHz (—6 dB). Er stieg bis 1,5 kHz kontinuierlich an, zeigte dort eine relativ schmale Spitze und fiel dann ungleichmäßig ab, wobei bei 3,5 kHz bereits etwa 14 dB Abfall auftraten, Der Rauschabstand beträgt nur etwa 20 dB, gemessen mit 0 dB-Bezugspunkt bei der Übersteuerungsgrenze. Der Klirrfaktor bei 1 kHz betrug unter gleichen Bedingungen bei 50 mW (halbe nominelle Ausgangsleistung) 17%, gemessen am Lautsprecheranschluß. Damit erfüllte das Testgerät noch nicht einmal die vom DAMW für Diktiergeräte vorgeschriebenen Mindestdaten. Der gehörmäßige Eindruck war entsprechend. Für Musikwiedergabe reicht die Qualität nur bei sehr geringen Ansprüchen einigermaßen aus. Diese Messungen erfolgten bei der Bandgeschwindigkeit von 9,5 cm/s (die bei dem Testgerät übrigens 10,8 cm/s betrug). Bei 4,75 cm/s waren wegen der starken Gleichlaufschwankungen keine exakten Messungen möglich. Eine oszillografische Prüfung des Transistorverstärkers zeigte beträchtliche Überschwingerscheinungen (Resonanzspitzen). Beim Versuch, den Gegenkopplungsregler zu verstellen, trat Selbsterregung auf. Wie eine genaue Untersuchung des Transistorverstärkers ergab, war das kein Exemplarfehler, sondern offenbar die Folge einer nicht sehr vorteilhaft dimensionierten Entzerrung.

Diese Entzerrung führte gegenüber einem bereits früher vom Hersteller vorgezeigten Muster leider auch zu starkem Absinken der Mikrofon-Eingangsempfindlichkeit. Eine Aufnahme leiser Geräusche ist wegen des starken Grundrauschens unmöglich. Für einen ausreichenden Aufsprechpegel mußte das zum Testgerät mitgelieferte neue DSPM 64-Sprachmikrofon aus höchstens 40 cm Entfernung normal besprochen werden. Eine befriedigende Aufnahme von Gesprächsrunden gelang kaum, was außer am Grundrauschen auch an fehlenden hohen Frequenzen lag. Interessante Ergebnisse brachte ein Versuch, den vom Hersteller selbst gefertigten Original-BÄNDI-Tonkopf gegen einen normalen serienmäßigen Tonkopf des KB-100-Gerätes auszuwechseln. Beide haben annähernd gleiche äußere Maße. Obwohl der KB-100-Kopf wesentlich hochohmiger ist, genügte ein geringes Nachstellen der Vormagnetisierung, um die obere Frequenzgrenze für —6 dB Abfall unter den oben genannten Meßbedingungen auf 3,6 kHz zu erhöhen und die störenden Überschwingerscheinungen sowie den Klirrfaktor merklich zu verringern. Warum wird hier nicht auf bewährte Markenfabrikate zurückgegriffen?

Das Gerät ist nicht sehr servicegünstig aufgebaut. Der Mechaniker, der es zum ersten Mal in die Hand bekommt, wird mit dem komplizierten Öffnen und Schließen des Gerätes seine Not haben. Da die weitgehend aus Kunststoffen aufgebaute Mechanik wenig Reparaturmöglichkeiten mit vorhandenen Mitteln bietet, werden Reparaturen sich vorwiegend auf den Verstärker beschränken müssen; hier sind allerdings die wenigsten Störungen zu erwarten. Der Aus- und Einbau des Verstärkers ist zeitraubend. Eine Funktionsprüfung im ausgebauten Zustand ist mit im Servicedienst vertretbaren Zeitaufwand nicht möglich. Auch die neun Andruckkontakte zwischen Grundplatte und Gehäuse sind nicht sehr betriebssicher. Es bleibt zu hoffen, daß der vom Hersteller empfohlene Weg der Reparatureinsendung an das Werk nicht zu verlängerten Reparaturzeiten führt.

Zusammenfassend kann gesagt werden: Verschiedene entscheidende konstruktive Details sind noch mangelhaft gelöst. Die Ursache dürfte in dem Bestreben liegen, eine bestimmte Preisgrenze unter allen Umständen nicht zu überschreiten. Daß dieses Bestreben zu technisch nicht vertretbaren Ergebnissen führte, ist gerade bei diesem Gerät sehr bedauerlich. Das gleiche Gerät, mit drehzahlgeregeltem Spezialmotor, mit brauchbarem Tonkopf, mit HF-Vormagnetisierung und besser durchkonstruiertem Verstärkerteil würde viele Wünsche erfüllen. Es würde — verglichen mit dem jetzigen BÄNDI — auch dann nicht mehr als höchstens 500,— DM kosten und wäre damit noch immer sehr preiswert.

Die vorausgegangenen Ausführungen und das daraus resultierende negative Gesamturteil des Verfassers sind leider keine Einzelmeinung. Andere Fachleute auf dem Gebiet der Magnettontechnik äußerten sich ebenfalls kritisch zu dieser Neukonstruktion, obwohl auch sie den Grundgedanken begrüßen. Daran ändert auch nichts die superlative Berichterstattung der Tagespresse.

Uns erscheint es wenig sinnvoll, daß ein Hersteller, der bisher keine Erfahrungen mit der komplizierten Magnettontechnik hatte, sich gleich an eine so schwierige Aufgabe wagt.

Um einen größeren Schaden zu verhüten, der sowohl für den Hersteller wie auch für die gesamte Volkswirtschaft eintreten kann, wäre es am sinnvollsten, daß die Konstruktion des BÄNDI von einer hierfür zuständigen Entwicklungsstelle unter Berücksichtigung der bei der Fa. Karl Pouva KG. möglichen Technologie nochmals überarbeitet wird. Die Produktion könnte dann von der Fa. Karl Pouva KG. durchgeführt werden. *D. Red.*

Aus der Reparaturpraxis

Reparatur und Wartung an Heimbandgeräten (10)

Vollaussteuerung und Löschung

Nach jeder Reparatur ist eine Messung der Geräteeigenschaften über Band vorzunehmen. Zuvor werden alle Bandführungsteile, Kopf und Tonwelle mit einer Löschdrossel entmagnetisiert. Dann wird die Vollaussteuerung des Bandes überprüft. Ein 333-Hz-Signal wird so aufgezeichnet, daß die Leuchtbalken der Aussteuerungsanzeigeröhre gerade geschlossen sind. Die Wiedergabespannung bei voll aufgedrehtem Wiedergaberegler wird einmal direkt und zum anderen über ein 1-kHz-Filter gemessen. Die Schaltung des Filters zeigt Bild 20. Die über Filter gemessene Spannung muß 5% der direkt gemessenen Ausgangsspannung betragen. Bei merklich zu hohen oder zu niedrigen Werten ist eine erneute Aufnahme mit verringertem bzw. erhöhtem Eingangspegel erforderlich. Ist die Vollaussteuerung des Bandes mit einem Klirrfaktor $K_3 = 5\%$ gefunden, so kann die Anzeige der Vollaussteuerung an der Aussteuerungsanzeigeröhre durch Nachstellen des dafür vorgesehenen Einstellreglers korrigiert werden.

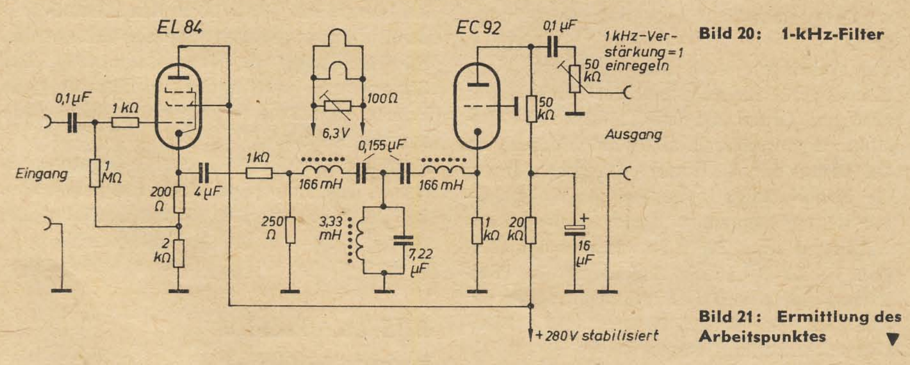


Bild 20: 1-kHz-Filter

Zur Kontrolle der Löschung wird mit zugedrehtem Aussteuerungsregler eine voll ausgesteuerte 1-kHz-Aufzeichnung gelöscht. Beim Abhören des gelöschten Teiles darf subjektiv die Aufnahme nicht mehr wahrnehmbar sein. Ist die Aufzeichnung noch hörbar, ist die Einstellung der Spurhöhe von Lösch- und Sprechkopf zu überprüfen. Beide Spaltenden müssen mit der Bandkante bündig stehen. Mit der Höheneinstellung der Kopfaufnahme sind Abweichungen zu beseitigen. Danach ist die Spalteinstellung des Sprech-Hör-Kopfes erneut mit Bezugsband zu taumeln.

HF-Vormagnetisierung

Der Wert des Vormagnetisierungsstromes hat wesentlichen Einfluß auf den Aufzeichnungsvorgang. Die Neigung und Krümmung der magnetischen Arbeitskennlinie des Bandes hängen von der Größe des Vormagnetisierungsstromes ab. Durch die unvermeidlichen Sprechkopftoleranzen läßt sich für einen Gerätetyp kein genauer Vormagnetisierungsstrom durch den Hersteller angeben. In den Kundendienstunterlagen kann lediglich ein Richtwert genannt werden.

Der jeweilige Gerätearbeitspunkt wird durch Aufzeichnen von den zwei Frequenzen 1 und 10 kHz mit gleich großem Sprechstrom, der etwa 20 dB unter dem Vollaussteuerungspegel liegen muß, mit veränderlichem Vormagnetisierungsstrom ermittelt. Die Messung des NF-und HF-Kopfstromes erfolgt in der Massezuleitung des Sprechkopfes als Spannungsabfall an einem meist schon im Gerät eingebauten 100-Ω-Widerstand. Während der Messung des NF-Stromes ist der HF-Generator außer Betrieb zu setzen. Es ergeben sich bei der Wiedergabe die im Bild 21 dargestellten Pegelverläufe als Funktion des Vormagnetisierungsstromes.

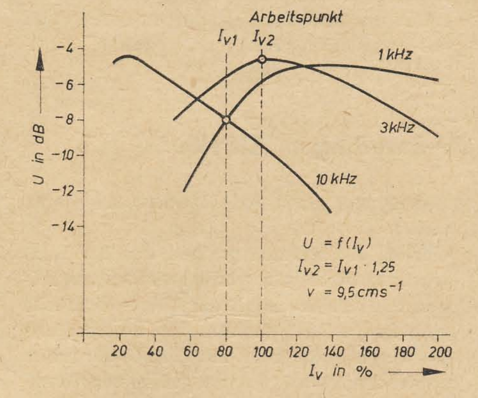


Bild 21: Ermittlung des Arbeitspunktes

Der dem Schnittpunkt der beiden Kurven entsprechende Vormagnetisierungswert J_{v1} wird mit 1,25 multipliziert und ergibt den Arbeitspunkt J_{v2} des jeweiligen Gerätes. Die Einstellung gilt für alle in der Tabelle 2 genannten Geräte. Der so ermittelte Vormagnetisierungswert J_{v2} kann auch überschlägig gefunden werden, indem eine 3-kHz-Aufzeichnung mit veränderlichem Vormagnetisierungsstrom durchgeführt wird. Die der maximalen Ausgangsspannung zugehörige Vormagnetisierung gleicht etwa dem einzustellenden Wert J_{v2} für den Arbeitspunkt.

Die Pegelverläufe im Bild 21 lassen die unterschiedliche Abhängigkeit der Wiedergabespannung jeder aufgezeichneten Frequenz von der Vormagnetisierung erkennen. Durch die vom Hersteller vorgegebene Auslegung des Aufnahme- und Wiedergabeverstärkers, die nur für den Gerätearbeitspunkt einen geradlinigen Frequenzgang sichert, ergeben sich bei Abweichungen von diesem Arbeitspunkt Einflüsse auf den Frequenzgang über Band.

Im Bild 22 sind diese Einflüsse der Vormagnetisierung dargestellt. Die Aufgabe des Kundendienstes ist es, die Einstellung des Arbeitspunktes durch den richtigen HF-Vormagnetisierungswert zu überwachen bzw. wieder herzustellen, damit der genormte Bandflußverlauf auf dem Band und damit auch ein geradliniger Gesamtfrequenzgang eingehalten wird.

Bei richtiger Einstellung des Arbeitspunktes muß sich dann bei der Messung des Gesamtfrequenzganges dieser mit den nach Bild 1 zugelassenen Toleranzen ergeben.

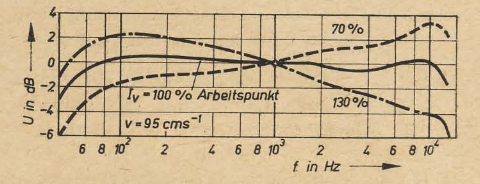


Bild 22: Einfluß der Vormagnetisierung auf den Gesamtfrequenzgang

Bei der Messung des Gesamtfrequenzganges ist, bedingt durch die Höhenanhebung des Aufnahmeverstärkers, die Eingangsspannung mindestens um 20 dB unter den Pegel für Vollaussteuerung bei 333 Hz zu legen. Größere Eingangsspannungen bei dieser Messung führen durch Übersteuerung der hohen Frequenzen zu einem vermeintlichen schlechteren Gesamtfrequenzgang.

Liegt der Gesamtfrequenzgang so, daß die hohen Frequenzen über das Toleranzfeld nach oben hinausgehen, so kann der Vormagnetisierungsstrom so lange vergrößert werden, bis auch die hohen Frequenzen innerhalb des Toleranzfeldes zu liegen kommen. Bei einigen Geräten ist im Aufsprechverstärker ein Korrekturregler für die Größe der Höhenanhebung vorhanden. Durch diesen kann in solchen Fällen die Höhenanhebung ebenfalls verringert werden.

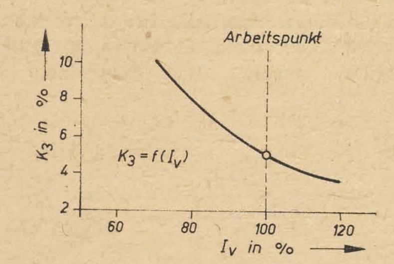


Bild 23: Einfluß der Vormagnetisierung auf den Klirrfaktor

Fehlen die hohen Frequenzen beim Gesamtfrequenzgang, so darf keinesfalls die Vormagnetisierung unterhalb des Arbeitspunktes gelegt werden. Aus Bild 23 ist zu ersehen, daß mit geringer werdender Vormagnetisierung die Verzerrungen zunehmen.

Gleichfalls wären Pegelverluste bei den mittleren und tiefen Frequenzen die Folge. Hier hilft nur ein Auswechseln des Magnetkopfes. Die bereits nach Bezugsband vorgenommene

Einstellung des Wiedergabeverstärkers (Resonanzfrequenz des LC-Kreises in der Gegenkopplung und Größe der Anhebung) darf bei der Einstellung des Arbeitspunktes und des Gesamtfrequenzganges nicht mehr verändert werden, da mit dem Frequenzgangteil des Bezugsbandes die geradlinige Ausgangsspannung des Wiedergabeverstärkers mit den Toleranzen nach Bild 3 einzuhalten ist.

Wird fortgesetzt

Mitteilungen aus dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

Fernsehmusikschrank „Kosmos 53 D FSR 103"

Bei diesem Schrank wird im Gegensatz zu den bisherigen Schrankausführungen die gesamte DF-NF-Leiterplatte weggelassen. Durch einen Umsetzer wird der Fernsehton über die Ton-ZF und NF-Verstärkung des Rundfunkchassis „Oberon" wiedergegeben. Die Vorteile dieser Schaltungsanordnung liegen in folgenden Punkten:

1. Bessere Tonwiedergabe durch leistungsfähigere Tonendstufe und Ausnutzung des Klangregisters auch bei Fernsehempfang.
2. Bandaufnahmen vom Fernsehton sind ohne Zwischenschaltung eines Trenntransformators möglich, da bei dieser Ausführung keine Verbindung zwischen dem Wechselstrom-Rundfunkgerät und Fernsehgerät in Allstromschaltung besteht.

Kopfhörer- und MTG-Anschluß

In verschiedenen Kundenanfragen wird die Möglichkeit des Anschlusses eines Kopfhörers an das Fernsehgerät gefordert. In diesem Zusammenhang muß darauf hingewiesen werden, daß beim Anschluß eines derartigen Kopfhörers die VDE-Bestimmungen unbedingt eingehalten werden müssen, d. h., bei der Schaltungsausführung der Standardgeräte liegt ein Netzpol direkt am Chassis. Obwohl für den 2. Lautsprecheranschluß eine getrennte Wicklung vorgesehen ist, genügt dieses nicht den Sicherheitsbestimmungen. Beim Anschluß eines Kopfhörers müßte deshalb das Gerät über einen Trenntrafo betrieben werden, oder es muß zwischen Lautsprecheranschluß und Kopfhörer ein Trenntrafo mit Schutzwicklung geschaltet werden.

Um hörbehinderten Fernsehteilnehmern den Genuß der Fernsehsendungen nicht zu schmälern, empfehlen wir den Anschluß eines kleinen niederohmigen Zusatzlautsprechers, welcher dann in der Nähe des Sitzplatzes des Hörbehinderten aufgestellt werden kann. Da diese Lautsprecher meistens in formschönen Kunststoff- oder Holzgehäusen ausgeführt werden. ist der Anschluß ohne Verwendung eines Trenntrafos sehr leicht möglich.

Das Anbringen eines Diodenanschlusses am Fernsehgerät zur Aufnahme des Fernsehtones muß auf Grund der bestehenden VDE-Bestimmungen generell abgelehnt werden, da auf Grund der Allstromschaltungsanordnung die Sicherheitsbestimmungen nicht eingehalten werden können. Außerdem bedeutet das Anbringen eines Diodenanschlusses den Eingriff in die Schaltung und somit eine Verletzung der Garantiebestimmungen. Wenn der Anschluß eines Tonbandgerätes an das Fernsehgerät unbedingt vorgenommen wird, so ist dies nur durch Zwischenschaltung eines Trenntrafos vor das Fernsehgerät und Anschluß des Magnettongerätes am zweiten Lautsprecherausgang möglich.

Keine Zeilensynchronisation beim TV-Empfänger „Sibylle"

Ein Fehler, der nicht alle Tage vorkommt, trat bei einem TV-Empfänger „Sybille" auf. Der Bereich des Zeilenreglers reichte nicht aus, um eine Zeilensynchronisation zu erzielen.

Da die Bildfrequenz fast über den gesamten Bereich stand, wurde ein Fehler im Phasenvergleich vermutet. Die Überprüfung der Dioden und deren Arbeitswiderstände ergab nichts.

Obwohl die Antenne gezogen und der Kontrast zugedreht war, wurde zwischen den beiden Punkten A und B der Vergleichsbrücke eine Spannung gemessen. Die Überprüfung des Vergleichsimpulses mit dem Oszillografen an den Punkten 7, 8 und 9 gab keinen Grund zur Beanstandung. Jetzt wurde die Verbindung h am Punkt 9 aufgetrennt, so daß kein Vergleichsimpuls mehr vom Zeilentransformator ankam.

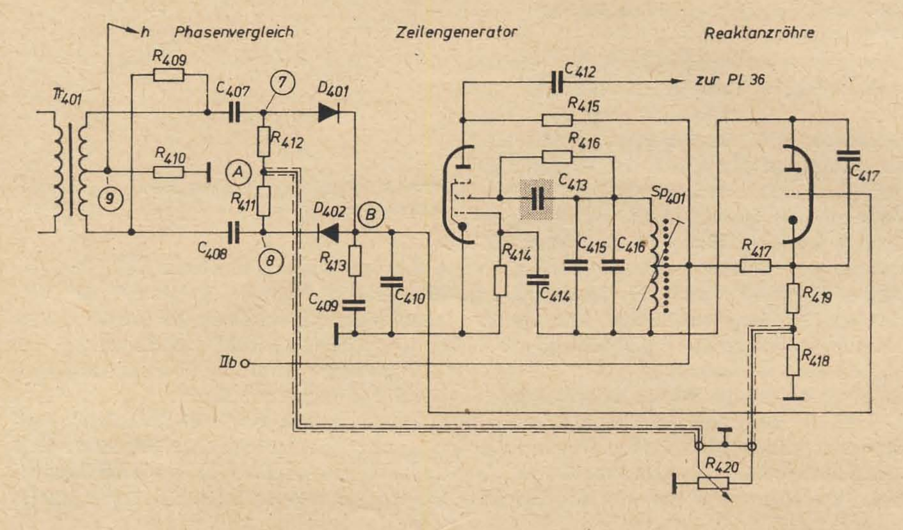
Zwischen den beiden Punkten A und B wurde noch immer eine Spannung von 5 V gemessen, wobei der Minuspol zwischen den Dioden lag. Die Überprüfung von C_{410} und C_{409} führte zu keinem Ergebnis.

Der Strom mußte also über das Gitter der Reaktanzröhre kommen. Die Messung ergab eine zu hohe Katodenspannung. Die Widerstände R_{419} und R_{418} waren jedoch in Ordnung. Erst eine Überprüfung der Pentode brachte den Erfolg.

Das Schirmgitter hatte eine Spannung von 205 V, statt, wie im Schaltbild angegeben, 125 V. Der Kondensator C_{413} (0,01 μF) hatte Schluß. Da das Schirmgitter der P(C)F 82 die Anode des Sinusgenerators bildet, stieg durch die höhere Spannung die Schwingungsamplitude. Die Wechselspannung gelangt an die Anode der Reaktanzröhre und über C_{417} an deren Katode. Durch die vergrößerte Amplitude der Schwingspannung wurde die Reaktanzröhre jetzt über den Kennlinienbereich hinaus gesteuert und zog Gitterstrom. Hierdurch stieg die Katodenspannung. Der Gitterstrom verstimmte gleichzeitig die Brücke, so daß es zu keiner Synchronisation kommen konnte.

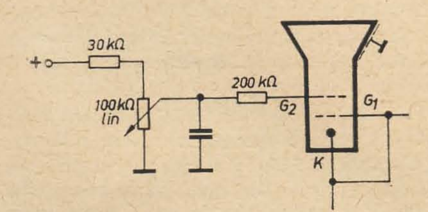
Nachdem der Kondensator C_{413} gewechselt wurde, lag keine Spannung mehr zwischen den Punkten A und B. Es ließ sich jetzt eine einwandfreie Synchronisation erreichen.

Gerhard Krüger



Bildröhrenschluß Katode — Gitter 1

Bei einem TV-Gerät „Weißensee" war kein Bild vorhanden. Die Helligkeit ließ sich nicht zurückregeln. Eine Spannungsmessung zeigte, daß sich die Wehneltspannung nicht regeln ließ. Nach abgelöteter Zuleitung zum Gitter war die Helligkeit noch voll vorhanden.



Schaltungsänderung bei der B 30 M 2 im TV-Gerät „Weißensee"

Als Fehlerursache zeigte sich ein Schluß zwischen der Katode und Gitter 1 der Bildröhre.

Da die B 30 M 2 schwer erhältlich ist, wurde folgende Maßnahme getroffen: Katode und Gitter 1 wurden nochmals von außen her kurzgeschlossen. Dann wurde der Spannungsteiler für die Wehneltspannung so verändert, daß diese zwischen Null und 250 V regelbar war. Diese Spannung wurde jetzt an Gitter 2 der Röhre gelegt. Die alte Spannungszuführung für Gitter 2 wurde weggelassen. Somit war es möglich, mit Gitter 2 den Katodenstrom zu regeln. Die Bildschärfe war dadurch nur geringfügig schlechter geworden. Die Bildröhre läuft nach erfolgter Umschaltung bereits sieben Monate. *Klaus Dippmann*

Begriffe der Transistortechnik (4 und Schluß)

Anstiegszeitkonstante

Die Anstiegszeitkonstante ergibt sich als Summe aus der Kollektorzeitkonstante und dem Quotienten aus der in der Kollektorsperrschichtkapazität gespeicherten Ladung und dem Kollektorstrom. Da meßtechnisch die bisher bekannten Zeitkonstantenermittlungen stark subjektiv beeinflußbar sind und direkte Zeitmessungen mit anschließenden Umrechnungen in Zeitkonstanten vorwiegend zur Anwendung gelangen, ist diese Zeitkonstante neben der Abfallzeitkonstante, der die gleiche Definition zugrunde liegt, und der Speicherzeitkonstante die gebräuchlichste charakteristische Größe.
Bei Angabe der charakteristischen Zeiten im Impulsbetrieb sind die Schaltung und die Aussteuerungsgrenzen festzulegen. Normalerweise liegt die Emitterschaltung zugrunde. Definitionsgemäß erfolgt die Aussteuerung durch ideale Rechteckimpulse.

Verzögerungszeit

Die Verzögerungszeit ist die Differenz zwischen dem Zeitpunkt der Eingangsimpulseinschaltflanke und dem Zeitpunkt, wo 10% des Ausgangsdachwertes erreicht werden.

Anstiegszeit

Die Anstiegszeit ist die Differenz zwischen den Zeitpunkten, wo die Ausgangsimpulsamplitude 10% und 90% des Dachwertes erreicht.

Speicherzeit

Die Speicherzeit ist die Differenz zwischen dem Zeitpunkt der Eingangsimpulsabschaltflanke und dem Zeitpunkt, wo die Ausgangsamplitude unter den bis daher konstanten Wert monoton absinkt. Sie tritt nur bei Übersteuerungsfaktoren größer als 1 auf.

Abfallzeit

Die Abfallzeit ist die Differenz zwischen den Zeitpunkten, wo die Ausgangsimpulsamplitude letztmalig 100% und danach 10% des Dachwertes erreicht.

Übersteuerungsfaktor

Der Übersteuerungsfaktor ist der Quotient aus dem mit der Gleichstromverstärkung multiplizierten Basiseinschaltstrom und dem durch die Schaltung begrenzten Kollektorstrom, wobei die Gleichstromverstärkung an der Sättigungsgrenze, bei der die Spannung über dem Kollektorübergang gleich Null ist, und der zum Basiseinschaltstrom gehörende Kollektorstrom ermittelt werden müssen.

Ausschaltfaktor

Der Ausschaltfaktor ist der Quotient aus dem mit der Gleichstromverstärkung multiplizierten Basisausschaltstrom und dem maximalen Kollektorstrom. Die Gleichstromverstärkung ist wie bei dem Übersteuerungsfaktor definiert, der Basisausschaltstrom fließt bis zur Sperrung des Überganges entgegengesetzt zur Richtung im aktiven Bereich.

Anmerkung

Über die Berechnung einiger Schaltzeiten aus den Zeitkonstanten entnehmen wir zur Erläuterung aus dem IEC-Dokument 47 (Zentralbüro) 35 vom Juli 1963:
Nach den klassischen Theorien zur Berechnung der Anstiegszeit nach Sparkes und Beaufoy sowie Ebers und Moll ist die Anstiegszeit für eine Kollektorstromänderung von 10% auf 90% des Spitzenwertes $\hat{I}_C$ durch folgende Gleichung gegeben:

$$t_r = \tau_R \cdot h_{21E} \cdot \ln \frac{1 - 0{,}1\, I_{BS}/I_{B(Ein)}}{1 - 0{,}9\, I_{BS}/I_{B(Ein)}}$$

Darin ist I_{BS} der Basisstrom, der notwendig ist, um den Transistor an die Sättigungsgrenze zu bringen. h_{21E} ist I_{CS}/I_{BS}. Für Basisstromwerte $I_{B(Ein)}$, die sehr viel größer als I_{BS} sind, kann der logarithmische Ausdruck durch die ersten Glieder einer Reihenentwicklung ersetzt werden.
Dann ist

$$t_r = 0{,}8\, \tau_R \cdot \frac{I_{CS}}{I_{B(Ein)}}$$

Analog ergibt sich die Abfallzeit

$$t_f \cdot \tau_F \cdot h_{21E} \cdot \ln \frac{1 + 0{,}9\, I_{BS}/I_{B(Aus)}}{1 + 0{,}1\, I_{BS}/I_{B(Aus)}}$$

Darin ist $I_{B(Aus)}$ der Basisblockierungsstrom.
Die charakteristischen Größen für Rauscheigenschaften sind vom Innenwiderstand der Signalquelle sowie von der Übertragungsbandbreite und der Mittenfrequenz der Gesamtschaltung abhängig. Diese Parameter sind bei der Angabe der Rauschgrößen zusätzlich zu nennen.

Rauschfaktor

Der Rauschfaktor ist das Verhältnis der im Abschlußwiderstand an den Ausgangsanschlüssen auftretenden Rauschleistung zu derjenigen Rauschleistung, die allein durch das thermische Rauschen des Innenwiderstandes der an die Eingangsanschlüsse angeschlossenen Signalquelle bei gleichem, aber rauschfreiem Transistorvierpol im Abschlußwiderstand auftreten würde.
Der Rauschfaktor stellt das am Eingang des Vierpols notwendige Signal/Rauschverhältnis dar, wenn dieses am Ausgang gleich 1 sein soll, und ist identisch mit der oft gebräuchlichen kT_0-Zahl.

Rauschmaß

Das Rauschmaß ist das Zehnfache des dekadischen Logarithmus des Rauschfaktors. Die Angabe erfolgt in dB.

Maximal zulässige Sperrschichttemperatur

Die maximal zulässige Sperrschichttemperatur ist beim Fehlen weiterer Angaben die maximal zulässige Temperatur in derjenigen Sperrschicht, in der die größte Verlustleistung umgesetzt wird. Im aktiven Bereich ist diese meist die Kollektorsperrschicht.

Maximal bzw. minimal zulässige Lagerungstemperatur

Die maximal bzw. minimal zulässige Lagerungstemperatur stellt die zulässige obere bzw. untere Temperaturgrenze bei der Lagerung dar.

Maximal bzw. minimal zulässige Betriebstemperatur

Die maximal bzw. minimal zulässige Betriebstemperatur stellt die zulässige obere bzw. untere Temperaturgrenze für die Umgebungstemperatur im Betriebsfall dar.

Innerer Wärmewiderstand

Der innere Wärmewiderstand ist der Quotient aus der Differenz zwischen Sperrschicht- und Gehäusetemperatur und der im Transistor umgesetzten Verlustleistung.

Äußerer Wärmewiderstand

Der äußere Wärmewiderstand ist der Quotient aus der Differenz zwischen Gehäuse- und Umgebungstemperatur und der im Transistor umgesetzten Verlustleistung. Er wird durch die Kühlungsart bestimmt.

Gesamtwärmewiderstand

Der Gesamtwärmewiderstand ist die Summe von innerem und äußerem Wärmewiderstand.

Thermische Kurzzeitkonstante

Die thermische Kurzzeitkonstante kennzeichnet das thermische Übergangsverhalten des Transistors, soweit dies durch Sperrschicht und Kristall bedingt ist. Eine genauere Kennzeichnung erfolgt zweckmäßigerweise durch Impulsbelastungsdiagramme.

Thermische Langzeitkonstante

Die thermische Langzeitkonstante kennzeichnet das thermische Übergangsverhalten des Transistors, soweit dies überhaupt durch den Wärmeaustausch zwischen Kristall und Gehäuse bedingt ist. Eine genauere Kennzeichnung erfolgt zweckmäßigerweise durch Impulsbelastungsdiagramme.

33103